



## 저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

공학박사 학위논문

동적 부하특성을 고려한 로봇용  
표면 부착형 영구자석 전동기 설계

**Design of Surface-mounted Permanent Magnet Motor  
for Robot considering Dynamic Load Characteristics**

2016년 2월

서울대학교 대학원

전기·컴퓨터 공학부

서 정 무

## 국문 초록

본 논문은 로봇의 관절구동을 위한 영구자석 전동기의 설계사양 결정방법과, 결정된 사양에 부합하는 전동기의 설계 및 해석방법에 대하여 기술한다. 로봇 시스템의 전동기와 감속기 선정기법에 관한 기존 연구의 특징과 문제점을 분석하여, 시스템에 보다 최적화된 전동기 적용을 위한 설계사양 결정방법과 성능지표를 제안하고, 개선된 설계 및 해석기법을 통하여 실제 양팔형 협업로봇의 요구사양에 부합하는 전동기를 설계, 제작, 평가함으로써 제안된 방법의 유용성과 타당성을 나타내었다. 본 논문에서는 다음과 같은 내용을 다루고자 한다.

첫째, 다관절 로봇의 작업조건을 바탕으로 동역학 해석을 수행하여 각 관절의 부하특성을 도출하고, 부하 구동에 필요한 전동기의 토크를 전동기와 감속기의 관성모멘트 및 감속비의 조합에 따라 계산한다. 이후 구동 에너지를 최소화하기 위한 관성모멘트와 감속비의 상관관계를 제시하고, 부하의 최대속도와 인버터의 스위칭 특성, 상용 감속기의 입출력 특성 등을 고려하여, 시스템에 최적화된 감속비와 전동기의 관성모멘트 및 필요토크를 결정하였다. 결정된 전동기의 관성모멘트와 필요토크를 만족하는 다양한 설계 안을 비교/분석하기 위하여, 로봇에 특화된 성능지표를 제안하고 로봇 시스템에서 각 지표가 갖는 의미와 중요성에 대하여 기술하였다.

둘째, 설계사양에 부합하는 전동기의 특성분석과 설계를 위하여 등가회로 모델을 이용한 해석기법을 제안한다. 자기등가회로를 구성하여 공극자속밀도의 분포를 비롯한 쇠교자속과 역기전압 등을 계산하고, 회전자의 비대칭 오버행 구조를 효과적으로 분석하기 위한 유효 오버행 길이와 개선된 등가 모델을 제안하였다. 전기강판의 철손 데이터로부터 손실계수를 산정하고, 자속밀도의 고조파 성분과 세부형상에 따른 추가적인 와전류 손실을 포함하는 철손 계산기법을 제시하였다. 또한, 간략화된 전동기의 형상을 이용하여 열등가회로를 구성한 후, 열손실과 부분별 열저항을 계산하여 코일과 주변부의 온도를 예측하였다.

셋째, 제안된 설계 및 해석방법의 검증을 위하여 7 자유도를 갖는 양팔형 협업로봇을 대상으로 관절구동용 전동기의 설계를 진행하였다. 관절모듈의 동특성 분석을 통하여 부하특성을 도출하고, 부하에

최적화된 전동기의 설계사양을 결정하였다. 설계변수에 따른 전동기의 특성해석을 완료하고 제안된 성능지표에 의한 비교분석을 거쳐 최종 모델을 선정하였다. 끝으로, 설계된 전동기를 제작하여 전동기 단품과 구동모듈에 대한 다양한 특성시험을 진행함으로써, 본 논문에서 제안한 설계 및 해석 방법의 타당성을 확인하였다.

주요어: 다관절 로봇, 영구자석 전동기, 설계사양 결정, 등가회로 모델, 관성모멘트, 감속비

학번: 2011-30236



# 목 차

국문 초록.....	i
목차.....	iii
그림 목차.....	v
표 목차.....	viii
기호 설명.....	ix
 제 1 장 서 론 .....	1
1.1 연구배경 및 필요성.....	1
1.2 논문의 구성.....	5
 제 2 장 전동기의 설계사양 결정 및 성능지표 제안 .....	6
2.1 부하특성을 고려한 전동기의 설계사양.....	6
2.1.1 로봇관절의 부하특성 해석 .....	6
2.1.2 부하구동을 위한 전동기의 요구사양 .....	8
2.2 설계사양 결정.....	12
2.2.1 구동 에너지의 효율 .....	12
2.2.2 최대속도 및 인버터의 스위칭 특성 .....	14
2.2.3 감속기의 입출력 특성 .....	16
2.3 최적설계를 위한 성능지표.....	20
2.3.1 최대효율 운전.....	20
2.3.2 모터상수.....	23
2.3.3 코일 온도.....	24
 제 3 장 개선된 등가회로를 이용한 전동기 특성해석 .....	26
3.1 공극자속밀도 해석.....	26
3.1.1 자기등가회로 구성 .....	26
3.1.2 프린징 및 슬롯 효과 .....	31
3.1.3 쇄교자속 및 역기전압 계산 .....	35
3.2 회전자 오버행에 따른 특성해석.....	38
3.2.1 유효 오버행 길이.....	38
3.2.2 사례 분석 및 검증 .....	44
3.3 철손 해석.....	49
3.3.1 손실계수 산정 .....	49
3.3.2 고조파 성분 및 보정계수 .....	51
3.3.3 부하시 자속밀도 계산 .....	56
3.4 열 해석.....	61
3.4.1 열등가회로 구성 .....	61
3.4.2 시험 및 검증 .....	65

제 4 장 협업로봇용 전동기 설계 및 특성해석 .....	67
4.1 요구사양 및 제한조건.....	67
4.1.1 로봇의 요구사양.....	67
4.1.2 전동기 제한조건.....	68
4.2 전동기 설계사양 결정.....	69
4.2.1 머니플레이터의 동특성 분석.....	69
4.2.2 관성모멘트 및 토크 결정.....	71
4.3 전동기 설계 및 해석.....	74
4.3.1 극수/슬롯수 결정.....	74
4.3.2 특성해석 및 최종모델 결정.....	78
4.3.3 유한요소해석을 통한 설계검증.....	85
제 5 장 시제품 제작 및 특성평가.....	89
5.1 시제품 제작.....	89
5.2 전동기 특성평가.....	94
5.2.1 무부하 특성평가.....	94
5.2.2 부하 특성평가.....	97
5.3 모듈 특성평가.....	102
5.3.1 모듈 조립.....	102
5.3.2 부하 특성평가.....	103
제 6 장 결론 및 향후 연구계획 .....	106
6.1 결론 .....	106
6.2 향후 연구계획.....	107
참고 문헌 .....	109
Abstract.....	116

## 그림 목차

그림 1.1. 로봇시장 상위 5개국의 로봇밀도 .....	1
그림 1.2. 협업로봇의 예시(UR(좌), IIA(우)).....	2
그림 2.1. 관절의 부하특성 도출을 위한 역학적 분석.....	7
그림 2.2. 동역학 해석을 통한 관절 토크와 모션의 관계.....	7
그림 2.3. 관절구동에 필요한 부하토크와 각속도, 각가속도의 예.....	8
그림 2.4. 관절 구동 시스템의 개념도 .....	8
그림 2.5. $J_M$ 과 $n$ 에 따른 전동기의 필요토크 .....	11
그림 2.6. 회전 주파수, 반송파 주파수, 샘플링 개수의 관계(구형과 구동).....	14
그림 2.7. 회전 주파수, 반송파 주파수, 샘플링 개수의 관계(정현과 구동).....	15
그림 2.8. 전동기 구동 에너지의 최소화를 위한 $J_M$ 과 $n$ 의 선정.....	16
그림 2.9. 부하의 최대속도 구현을 위한 $J_M$ 과 $n$ 의 선정.....	17
그림 2.10. 중공축을 갖는 감속기와 전동기의 예 .....	18
그림 2.11. 상용 감속기의 입출력 특성에 의한 $J_M$ 과 $n$ 의 최종 선정 .....	18
그림 2.12. $J_M$ 과 $n$ 의 최종 선정에 따른 필요토크의 결정.....	19
그림 2.13. 일정 입력전압에서의 영구자석 전동기의 특성곡선.....	21
그림 3.1. 해석모델의 단면도 .....	27
그림 3.2. 해석 전동기의 자기등가회로 .....	27
그림 3.3. 간략화된 자기등가회로 .....	28
그림 3.4. 전기강판의 $B-H-\mu_r$ 특성 (35PN230, POSCO).....	30
그림 3.5. 전기강판의 $B-\mu_r$ 곡선 및 커브 피팅(35PN230, 포스코).....	30
그림 3.6. 영구자석 단부와 고정자 주위의 프린징 자속.....	31
그림 3.7. 프린징 자속의 유무에 따른 공극자속밀도의 비교.....	32
그림 3.8. 슬롯에 의한 공극 자속의 경로 .....	33
그림 3.9. 회전 위치에 따른 슬롯 보정 계수 .....	34
그림 3.10. 공극자속밀도 비교 .....	34
그림 3.11. 치 자속밀도의 계산을 위한 공극자속밀도의 평균값 산정 .....	35
그림 3.12. 회전자의 상대적 위치에 따른 공극자속밀도.....	36
그림 3.13. 회전자 위치 변화에 따른 쇄교자속 .....	36
그림 3.14. 역기전압 비교(1,000r/min); (a) 파형 (b) 고조파 크기 .....	37
그림 3.15. 오버행 효과 분석을 해석 영역 분리 .....	39
그림 3.16. 3차원 FEA를 통한 오버행 영역의 자속밀도 벡터도(측면도).....	40
그림 3.17. 오버행 영역의 간략화된 자속경로 모델 .....	40
그림 3.18. 3차원 FEA를 통한 오버행 영역의 자속밀도 벡터도(평면도).....	42
그림 3.19. 반경 방향 누설자속의 간략화 모델; (a) 자석과 회전자 철심사이의 누설자속, (b) 이웃하는 영구자석 사이의 누설자속.....	42
그림 3.20. 오버행 길이에 따른 3차원 FEA 모델; (a) none, (b) 3mm, (c) 6mm, (d) 9mm.....	44
그림 3.21. 극수/슬롯수 조합에 따른 역기전압의 증가율 .....	45
그림 3.22. 고정자 철심의 적층길이에 따른 역기전압의 증가율.....	46

그림 3.23. 고정자 철심의 적층길이에 따른 실제 및 유효 오버행 길이.....	46
그림 3.24. 해석 검증용 시작품; (a) 비오버행 회전자, (b) 20%의 오버행 비율을 갖는 회전자, (c) 고정자와 완성품.....	47
그림 3.25. 역기전압 비교(1,000r/min); (a) 비오버행 모델, (b) 오버행 모델.....	48
그림 3.26. 계산된 철손값과 실험값의 비교(50Hz, 1,000Hz).....	50
그림 3.27. 고정자 치와 영구자석 폭에 따른 치 자속밀도의 파형.....	52
그림 3.28. 전동기 형상에 따른 보정계수 $k_g$ [79].....	53
그림 3.29. 슬롯의 세부 형상에 따른 보정계수 $k_c$ [79].....	53
그림 3.30. 철손 계산결과 비교; (a) 히스테리시스 손실, (b) 와전류 손실.....	55
그림 3.31. 영구자석 및 전류의 단일 여자시 치 자속밀도.....	56
그림 3.32. 단일 및 이중 여자시 치 자속밀도.....	57
그림 3.33. 전류 단일 여자시 자기등가회로.....	58
그림 3.34. 그림 3.33의 변환 회로.....	58
그림 3.35. 그림 3.34의 간략화된 회로.....	59
그림 3.36. 고정자 치 자속밀도의 계산결과 비교; (a) 정현파 전류 인가시, (b) 구형파 전류 인가시.....	60
그림 3.37. 전동기 고정자의 열등가회로 모델.....	62
그림 3.38. 세부 부분별 반지름 길이.....	64
그림 3.39. 전동기의 코일 및 하우징 표면의 온도 측정.....	66
그림 3.40. 온도상승 시험 결과(0.15Nm@6,000r/min).....	66
그림 4.1. 양팔로봇용 머니플레이터의 동특성 해석.....	69
그림 4.2. 동특성 해석을 통한 5축 관절모듈의 부하특성.....	70
그림 4.3. 정격부하 구동을 위한 전동기 필요토크.....	70
그림 4.4. 전동기 구동 에너지의 최소화를 위한 $J_M$ 과 $n$ 의 선정.....	71
그림 4.5. 부하의 최대속도 구현을 위한 $J_M$ 과 $n$ 의 선정.....	72
그림 4.6. 상용 감속기의 입출력 특성에 의한 $J_M$ 과 $n$ 의 최종 선정.....	72
그림 4.7. 선정된 감속기의 상세사양 및 사이즈(CPL-17-2A).....	73
그림 4.8. 8극 12슬롯(좌) 및 8극 9슬롯(우)의 반경방향 힘 분포도.....	75
그림 4.9. 20극/24슬롯 전동기 권선 배치도.....	77
그림 4.10. 설계변수와 고정상수.....	78
그림 4.11. 설계변수에 따른 고정자 철심의 적층 길이.....	79
그림 4.12. 설계변수에 따른 고정자와 회전자의 총 중량.....	79
그림 4.13. 설계변수에 따른 철손.....	80
그림 4.14. 설계변수에 따른 동손.....	80
그림 4.15. 설계변수에 따른 총 손실.....	81
그림 4.16. 설계변수에 따른 효율.....	81
그림 4.17. 설계변수에 따른 코일 온도.....	82
그림 4.18. 설계변수에 따른 모터 상수.....	82
그림 4.19. 설계변수에 따른 최대효율 부하토크.....	84
그림 4.20. 설계변수에 따른 목표토크와 최대효율 부하토크의 차이.....	84
그림 4.21. 3차원 유한요소해석 모델.....	85

그림 4.22. 정격부하시 고정자 치와 요크의 자속밀도 분포.....	86
그림 4.23. 상역기전압(1,000r/min).....	86
그림 4.24. 정격부하시 입력전류.....	87
그림 4.25. 회전자 오버행 적용 모델(좌)과 미적용 모델(우)의 고정자 치 상단의 자속밀도분포.....	88
그림 4.26. 정격부하시 철손분포.....	88
그림 5.1. 인슐레이터가 결합된 단일코어.....	89
그림 5.2. PCB 결합을 위한 돌기형 인슐레이터.....	90
그림 5.3. 단일코어의 권선작업 후 조립된 고정자.....	91
그림 5.4. 일체형 PCB의 세부형상.....	91
그림 5.5. 일체형 PCB의 층별 패턴도.....	92
그림 5.6. 인슐레이터와 PCB가 조립된 고정자.....	92
그림 5.7. 제작된 고정자와 회전자.....	93
그림 5.8. 홀 센서 출력; (a) 각 상의 홀 센서 출력파형, (b) 상 역기전압과 홀 센 서 출력파형의 위상차이.....	94
그림 5.9. 역기전압 측정장면.....	95
그림 5.10. 해석 및 측정 역기전압 비교.....	95
그림 5.11. 코깅토크 측정장면.....	96
그림 5.12. 해석 및 측정 코깅토크 비교.....	96
그림 5.13. 부하시험 장치.....	97
그림 5.14. 부하에 따른 전동기의 효율맵.....	98
그림 5.15. 부하에 따른 전동기의 전류맵.....	98
그림 5.16. 관절구동을 위한 전동기의 필요토크 및 속도.....	99
그림 5.17. 부하 구동시 전동기의 동작점 분포.....	99
그림 5.18. 온도 포화시험 장면.....	100
그림 5.19. 정격부하시 코일과 하우징의 온도시험 결과(0.3Nm@3,000r/min).....	101
그림 5.20. 구동 모듈의 구조.....	102
그림 5.21. 머니플레이터 내부의 구동모듈 배치도.....	103
그림 5.22. 조립된 구동모듈.....	103
그림 5.23. 구동모듈 성능평가 장치.....	104
그림 5.24. 관절의 동작에 따른 구동모듈의 토크 및 속도.....	104
그림 5.25. 부하에 따른 구동모듈의 효율맵 및 동작점 분포.....	105
그림 5.26. 부하에 따른 구동모듈의 전류맵.....	105

## 표 목차

표 2.1. 코일의 절연등급 및 최대 허용온도 .....	24
표 3.1. 해석모델의 세부 사양 .....	27
표 3.2. 오버행 길이에 따른 역기전압 (단위 : $V_{peak}$ ) .....	45
표 3.3. 해석 검증용 시작 전동기 설계사양 .....	47
표 3.4. 35PN230 전기강판의 손실계수 및 상수 .....	49
표 3.5. 전도 및 자연대류 열전달 계수 .....	64
표 3.6. 시험 전동기의 온도 해석 및 측정 결과 비교 .....	66
표 4.1. 양팔로봇의 요구사양 .....	68
표 4.2. 관절구동용 전동기 설계사양 .....	73
표 4.3. 극수/슬롯수 조합에 따른 기본과 권선계수(이층 집중권) .....	75
표 4.4. 극수/슬롯수 조합에 따른 최대 병렬 회로수 .....	76
표 4.5. 극수/슬롯수 조합에 따른 최소 공배수 .....	77
표 4.6. 20극/24슬롯 전동기의 상세 특성 .....	77
표 4.7. 전동기 설계변수의 범위 .....	78
표 4.8. 설계된 전동기의 상세사양 .....	85
표 4.9. 자기등가회로 및 유한요소 모델을 이용한 철손해석 결과 .....	87
표 5.1. 해석 및 측정을 통한 코일과 하우징 온도 .....	101

## 기호 설명

$J_m$	전동기의 관성모멘트 ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ )
$J_g$	감속기의 관성모멘트 ( $\text{kg}\cdot\text{m}^2$ )
$J_M$	구동모듈 관성모멘트의 합 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$T_{c,m}$	전동기의 연속토크 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$T_{p,m}$	전동기의 최대토크 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$T_{loss}$	무부하 손실토크 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$T_{stall}$	구속토크 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$T_L$	부하 토크 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$T_m$	전동기 토크 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$T_\eta$	최대효율을 갖는 부하토크 ( $\text{N}\cdot\text{m}$ )
$\dot{\theta}_m$	전동기의 각속도 ( $\text{rad/s}$ )
$\dot{\theta}_{p,m}$	전동기의 최대 각속도 ( $\text{rad/s}$ )
$\dot{\theta}_{m,e}$	전동기의 전기 각속도 ( $\text{rad/s}$ )
$\dot{\theta}_L$	부하의 각속도 ( $\text{rad/s}$ )
$\dot{\theta}_{p,L}$	부하의 최대 각속도 ( $\text{rad/s}$ )
$\ddot{\theta}_L$	부하의 각가속도 ( $\text{rad/s}$ )
$n$	감속비
$\eta_g$	감속기 효율 (%)
$P_m$	전동기의 기계적 출력 (W)
$P_{loss}$	전동기의 총 손실 (W)
$P_{iron\_teeth}$	고정자 치 철손 (W)
$P_{iron\_yoke}$	고정자 요크 철손 (W)
$P_{iron}$	총 철손 (W)
$P_{mr}$	영구자석과 회전자 철심 사이 누설자속에 의한 퍼미언스 (Wb/A)
$P_{mm}$	영구자석 사이 누설자속에 의한 퍼미언스 (Wb/A)
$k_T$	토크 상수 ( $\text{Nm/A}$ )
$k_m$	모터 상수 ( $\text{Nm}/\sqrt{\text{W}}$ )
$k_h$	히스테리시스 손실계수
$k_e$	와전류 손실계수
$k_q, k_c$	고정자 치의 와전류 손실 보정계수
$k_r$	고정자 요크의 와전류 손실 보정계수
$k$	열전도 계수 ( $\text{W/m}\cdot\text{K}$ )
$K$	온도계수
$K_{sl}$	슬롯 보정 계수
$K_{st}$	적층계수
$f_e$	전동기 회전 주파수 (Hz)
$f_s$	반송파 주파수 (Hz)

$N$	샘플링 개수
$P$	극수
$V$	전압 (V)
$E$	역기전압 (V)
$E_{total}$	부하 구동에 필요한 전동기의 총 에너지 (J)
$I$	입력전류 (A)
$I_{max}$	기동전류 (A)
$\Delta T$	온도상승 (K)
$R_1$	온도상승 시험 전 권선저항 ( $\Omega$ )
$R_2$	온도상승 시험 후 권선저항 ( $\Omega$ )
$T_1$	온도상승 시험 전 주위온도 ( $^{\circ}\text{C}$ )
$T_2$	온도상승 시험 후 주위온도 ( $^{\circ}\text{C}$ )
$T_{coil}$	권선의 온도 ( $^{\circ}\text{C}$ )
$\Phi_r$	영구자석 극당 자속 (Wb)
$\Phi_g$	공극 자속 (Wb)
$R$	권선저항 ( $\Omega$ )
$R_{mo}$	영구자석 자기저항 (A/Wb)
$R_g$	공극 자기저항 (A/Wb)
$R_{yoke}$	고정자 요크 자기저항 (A/Wb)
$R_{teeth}$	고정자 치 자기저항 (A/Wb)
$R_r$	회전자 철심 자기저항 (A/Wb)
$R_{mr}$	영구자석과 회전자 철심 사이 누설자속에 의한 자기저항 (A/Wb)
$R_{mm}$	영구자석 사이 누설자속에 의한 자기저항 (A/Wb)
$R_{l-teeth}$	고정자 치 사이 누설자속에 의한 자기저항 (A/Wb)
$R_{l-shoe}$	고정자 폴 슈 사이 누설자속에 의한 자기저항 (A/Wb)
$R_T$	열저항 ( $\text{m}^2\cdot\text{K}/\text{W}$ )
$R_{t\_cond.}$	전도 열저항 ( $\text{m}^2\cdot\text{K}/\text{W}$ )
$R_{t\_conv.}$	대류 열저항 ( $\text{m}^2\cdot\text{K}/\text{W}$ )
$A_m$	영구자석 단면적 ( $\text{m}^2$ )
$A_g$	공극 단면적 ( $\text{m}^2$ )
$H_{pm}$	영구자석의 두께 (m)
$g$	공극 길이 (m)
$l_{yoke}$	고정자 요크의 자속경로 길이 (m)
$l_{teeth}$	고정자 치의 자속경로 길이 (m)
$\mu_0$	자유공간의 투자율 (H/m)
$\mu_{r\_PM}$	영구자석의 비투자율
$\mu_{r\_core}$	철심의 비투자율
$B$	자속밀도 (T)
$B_r$	영구자석 잔류 자속밀도 (T)
$B_{gs}$	고정자 슬롯에 의한 공극 자속밀도 (T)



$B_g$	공극 자속밀도 (T)
$B_m$	자속밀도 최대값 (T)
$B_{st}$	고정자 치 자속밀도 (T)
$B_{sy}$	고정자 요크 자속밀도 (T)
$B_{ry}$	회전자 요크 자속밀도 (T)
$H$	자계강도 (A/m)
$a$	프린징 지수
$\beta_M$	영구자석의 극호
$w_s$	슬롯 피치 (m)
$w_t$	슬롯폭 (m)
$w_f$	자석 간 거리 (m)
$w_m$	자석 폭 (m)
$w_{st}$	고정자 치폭 (m)
$w_{sy}$	고정자 요크두께 (m)
$w_{ry}$	회전자 요크두께 (m)
$\lambda$	쇄교자속 (Wb)
$N_{ph}$	상당 직렬턴수
$\Phi_{teeth}$	고정자 치에 흐르는 자속 (Wb)
$L_{OH}$	실제 오버행 길이 (m)
$L_{eff,OH}$	유효 오버행 길이 (m)
$f$	자계의 주파수 (Hz)
$a_h, b_h$	히스테리시스 손실 상수
$q_s$	매극매상 슬롯수
$W_t$	고정자 치의 중량 (kg)
$W_y$	고장자 요크의 중량 (kg)
$q$	열손실 (W)
$A$	열교환 면적 (m <sup>2</sup> )
$d$	열전도 매체의 길이 (m)
$h$	대류 열전달 계수 (W / m <sup>2</sup> ·K)
$d_{ins}$	인슐레이터 두께 (m)
$L$	고정자 철심 적층길이 (m)
$r_{oy}$	고정자 외반경 (m)
$r_{iy}$	고정자 요크 반경 (m)
$r_{is}$	고정자 내반경 (m)
$r_h$	하우징 외반경 (m)
$N_s$	슬롯수

# 제 1 장 서 론

## 1.1 연구배경 및 필요성

‘일하다’라는 뜻을 가진 체코어 ‘로보타(Robota)’에서 유래된 로봇이라는 말은, 보는 관점과 시대에 따라 다양하게 정의되고 분류된다. 현재의 통상적인 정의에 따르면, ‘로봇은 스스로 작업하는 능력을 가진 기계’ 정도로 표현할 수 있으며, 국제로봇연맹(IFR; International Federation of Robotics)에서는 제조업용 로봇, 전문 서비스용 로봇, 개인 서비스용 로봇 등으로 크게 구분하고 있다[1]-[4]. 2013년 세계 로봇시장은 약 15.5조원규모로, 제조업용 로봇이 10조원, 전문서비스로봇이 3.5조원, 개인서비스 로봇이 2조원을 차지하고 있으며, 매년 약 10% 정도의 성장을 기록하고 있다[2]. 우리나라의 최근 5년간 로봇산업의 연평균 성장률은 중국과 영국의 뒤를 이어 세계 세 번째이며, 고용 1만 명당 로봇 활용수로 나타내는 로봇 밀도는 일본과 독일을 제치고 세계 1위를 차지하고 있다[1], [5].

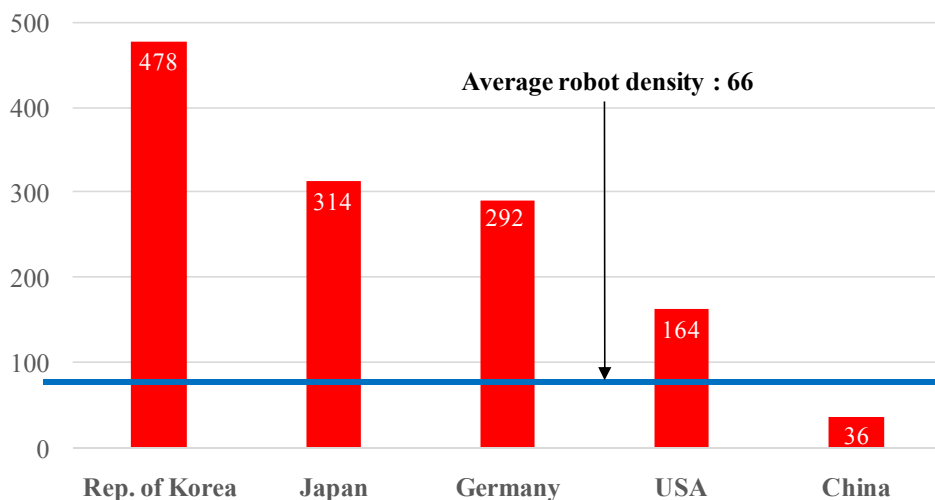


그림 1.1. 로봇시장 상위 5개국의 로봇밀도

Fig 1.1. Robot density of the major five countries

IFR은 전세계 제조업용 로봇의 수요 증가 요인으로 3D(Difficult, Dirty, Dangerous) 분야의 인력 대체나 생산성 향상에 대한 끊임없는 요구와 함께 협업로봇(Collaborative robot)의 등장에 주목하고 있다. 협업로봇은 인간과 작업공간을 공유하여 안전하게 협조하면서 생산에 참여할 수

있는 로봇을 의미하며, 다품종의 소량 및 변량 생산에 적합하여 생산량 증대뿐 아니라 작업의 유연성을 향상시킨다[6]-[12]. 인간과 로봇의 협업 작업으로 일반인도 쉽게 로봇을 조작할 수 있게 됨으로써 제조업용 로봇의 새로운 돌파구가 제시되고 있는 것이다.



그림 1.2. 협업로봇의 예시(UR(좌), IIWA(우))

Fig. 1.2. Example of collaborative robot (UR(left), IIWA(right))

협업로봇은 미국의 ‘첨단제조업 파트너십’과 독일의 ‘인더스트리 4.0’, 일본의 ‘일본 재흥전략’ 등 각국의 제조업 육성 프로젝트를 통하여 집중 지원되고 있으며, 안전 규격에 관한 제정 작업도 활발히 진행되고 있어, 협력로봇의 시장 확대 속도는 더욱 빠르게 진행될 것으로 예상된다[2], [8]. 또한 협업로봇은 안정성의 확보가 무엇보다 중요하기 때문에, 시스템 및 핵심부품의 설계기술은 제조업용 로봇에만 국한되는 것이 아니라 서비스용 로봇 분야로 쉽게 적용될 수 있다.

협업로봇은 기존 제조업용 로봇과 비교하여 작업공간이 협소하고 소형화가 요구되기 때문에, 핵심부품의 집적화 및 고밀도화 개발이 필요하다. 특히 관절을 움직이는 구동모듈의 경우, 제한된 공간을 충분히 활용하기 위한 개별 부품의 형상설계와 배치가 이루어져야 하며, 용이한 유지보수와 탈·부착을 위하여 관절당 하나의 모듈 형태로 제작되어야 한다.

관절 구동모듈은 로봇의 다양한 동작을 구현하기 위한 핵심부품으로서 전동기와 감속기, 제어기, 센서 등으로 구성되어 있다. 이 중에서 전동기와 감속기는 실제적인 움직임을 통해 로봇의 동작을 결정하며, 이들의 조합은 로봇의 동적 성능에 지대한 영향을 미친다[13]-[16]. 따라서 로봇의 시스템적인 측면에서 전동기와 감속기의 선정방법에 대한 다양한 연구가 계속되고 있다[13]-[26]. Straete는 관절부하와 전동기의 특성을 분리하기 위하여 전동기의 관성모멘트로 정규화된 부하선도를

제안하고, 이를 통한 전동기와 감속비의 선정방법을 제안하였다[17]-[19]. 최창환은 이 방법을 기반으로 부하선도 생성시 전동기의 출력을 추가적으로 고려하였으며, 사양서에 제시된 온도 변수를 이용하여 온도에 따른 운전조건을 제시하였다[14]-[15]. Giberti와 Roos는 사전에 구축된 전동기와 감속기의 데이터 베이스를 기준으로 부하구동이 가능한 다수의 조합을 찾아내고, 다양한 우선순위에 따라 최종 조합을 선정하였다[16], [22]. Pettersson과 Zhou는 다변수 이산 최적화 기법을 이용하여 요구 부하토크와 가장 유사한 정격토크를 갖고 중량과 비용이 최소인 조합을 선택하고자 하였다[23], [24].

이와 같이 대부분의 기존 연구는 상용 전동기와 감속기의 사양서에 제시되어 있는 파라미터 값을 기반으로 전동기와 감속기를 선정하는 방법에 대하여 기술하고 있다. 다양한 전동기와 감속기의 후보군 중에서 부하특성에 가장 근접하다고 판단되는 조합을 선택하는데, 초기 후보의 선정방법에 대한 명확한 근거가 없고, 전동기 사양서 상의 무부하 속도나 기계적 최대 속도, 구속 토크 등의 개념을 잘못 이해하는 경우도 종종 발생한다[14]-[16], [22], [24]. 부하에 최적화된 전동기와 감속기의 사양을 결정했다고 하더라도, 해당 사양에 정확히 부합하는 상용 제품이 없다면 대체 조합을 적용할 수 밖에 없다. 이러한 경우, 일반적으로 여유있는 출력의 조합을 선정하기 때문에, 제어기의 용량을 포함한 구동모듈의 중량과 사이즈가 증가하고 설치와 운전비용도 높아진다.

본 논문은 부하의 요구특성과 전동기 및 감속기 선정과정에서 발생하는 이러한 문제점의 해결을 목표로, 로봇의 관절구동을 위한 영구자석 전동기의 설계사양 결정방법과 결정된 사양에 부합하는 전동기의 설계 및 해석방법에 대하여 중점적으로 기술한다. 로봇의 작업 조건으로부터 관절의 부하특성을 도출하고, 구동 에너지의 효율과 부하의 최대 속도, 감속기의 입출력 특성을 종합적으로 분석하여, 시스템에 보다 최적화된 전동기의 설계사양을 결정하였다. 이와 같이 결정된 설계사양을 만족하는 다양한 설계 안을 비교/분석하기 위하여 로봇 관절에 특화된 성능지표도 함께 제안하였다.

전동기의 설계를 위한 해석 방법으로는 등가회로 모델을 이용하였다. 등가회로를 이용한 해석기법은 유한요소해석과 같은 수치해석방법보다 계산시간이 훨씬 빠르고, 편미분 방정식으로 표현되는 해석적인 방법보다 더욱 다양한 형상변수를 고려할 수 있다[27]-[38]. 특히, 회전자의 3차원 오버행 구조를 자기등가회로 모델로 고려하기 위한 해석방법에 대하여 살펴보았다. 회전자의 오버행 효과 분석을 위한

기존의 연구는 3차원 유한요소 모델을 그대로 이용하거나, 영구자석의 잔류자속밀도 수정을 통한 2차원 유한요소 변환해석에 관한 내용이 대부분이었다[39]-[44]. 2차원 해석기법이라 할지라도 반복적인 시행착오법(Trial and error method)에 의하여 해를 구하거나 본질적으로 1회 이상의 3차원 해석을 요구하기 때문에, 일반적인 2차원 해석방법으로 보기에는 무리가 있다[41]-[44]. 3차원 등가모델을 이용하여 누설 자속에 의한 단부 효과(End effect)를 분석한 연구는 발표되었으나 오버행 효과에 대한 분석은 포함되지 않았다[45], [46]. 본 논문에서는 회전자의 오버행 구조를 효과적으로 고려할 수 있는 유효 오버행 길이(Effective overhang length)를 제안하고, 이를 이용한 자기등가회로 해석기법을 제시하였다. 제안된 자기등가회로를 이용하여 고정자 철심의 철손과 부하시 자속밀도 계산을 위한 해석기법에 대해 추가적으로 기술하였고, 열등가회로 모델을 이용하여 코일을 비롯한 전동기 각 부분의 온도를 예측하고자 하였다.

끝으로, 개선된 설계 및 해석기법을 이용하여 실제 양팔형 협업로봇의 요구사양에 부합하는 전동기를 설계/제작하고 전동기 단품 및 구동모듈의 부하특성을 평가함으로써, 제안된 해석방법의 타당성과 유용성을 확인하였다.

## 1.2 논문의 구성

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며, 각 장의 연구 범위 및 내용은 다음과 같다.

제 1장에서는 연구배경과 필요성, 논문의 구성에 대하여 기술하였다.

제 2장에서는 관절구동용 전동기의 설계사양 결정방법과 주요 성능지표를 제안한다. 로봇의 동적 부하특성으로부터 구동 에너지의 효율과 최대속도, 상용 감속기의 입출력 특성을 고려하여 전동기의 설계사양을 결정한다. 설계 안을 비교/분석하기 위하여 로봇에 특화된 성능지표를 제시하였고, 각 지표가 갖는 의미와 중요성을 기술하였다.

제 3장에서는 등가회로를 이용한 전동기의 해석기법에 대하여 살펴본다. 누설자속과 비선형 특성, 프린징 및 슬롯효과를 고려한 자기등가회로를 구성하고, 공극자속밀도를 비롯한 쇄교자속과 역기전압 계산과정을 상세히 기술한다. 등가회로를 통한 회전자 오버행 구조의 효과적인 분석을 위하여 유효 오버행 길이를 제안하고, 3차원 수치해석기법과 실험을 통해 해석기법의 타당성을 확인한다. 또한 철손계산을 위한 고조파 자속의 고려방안과 보정계수 등에 관하여 살펴보고, 부하시 자속밀도 계산을 위한 분리형 자기회로를 제안하여 해석의 유용성과 정확성을 확인한다. 끝으로 열등가회로를 구성하여 코일을 비롯한 부분별 온도를 예측하고, 이를 시험결과와 비교/검증한다.

제 4장에서는 양팔형 협업로봇 구동용 전동기의 실제 설계와 특성해석에 관하여 기술한다. 관절모듈의 동특성 분석을 통하여 부하특성을 도출하고, 부하에 최적화된 전동기의 설계사양을 결정한다. 권선계수와 병렬회로수 등을 고려하여 극수와 슬롯수를 결정하고, 설계변수에 따른 특성해석을 완료하여 최종모델을 선정한다. 이후 유한요소해석을 통하여 설계모델 검증하여 전동기 설계를 마무리한다.

제 5장에서는 본 연구에서 제안한 방법으로 설계된 관절구동용 전동기의 시작품을 제작하여, 전동기 단품과 구동모듈에 대한 다양한 특성시험을 통해 제안된 해석 및 설계기법의 타당성과 유용성을 검증한다.

제 6장에서는 본 논문의 결과와 향후 연구계획에 대하여 정리한다.

## 제 2 장 전동기의 설계사양 결정 및 성능지표 제안

본 장에서는 다관절 로봇(Multi-joint robot)의 관절구동용 전동기의 설계사양 결정방법과 성능지표에 대하여 기술한다. 말단점(End effector)의 중량과 이동 경로, 속도 등으로 표현되는 로봇의 작업조건을 바탕으로 각 관절의 부하특성을 도출한 후, 부하 구동에 필요한 전동기의 토크를 전동기 및 감속기의 관성모멘트와 감속비의 조합에 따라 계산하였다.

부하에 최적화된 전동기의 설계사양을 결정하기 위하여, 전동기의 구동 에너지를 최소화하는 관성모멘트와 감속비의 상관관계를 제시하였고, 부하의 속도조건 만족을 위한 감속비의 최대치를 전동기와 인버터의 파라미터를 이용하여 제안하였다. 최종적으로, 상용 감속기의 입출력 특성과 사이즈, 중량 등을 고려하여 전동기의 관성모멘트와 감속비, 필요 토크를 결정하였다.

결정된 사양으로부터 설계 가능한 다양한 전동기의 특성과 성능을 비교/분석하기 위하여 최대효율 운전여부와 모터상수, 코일온도 등의 성능지표를 제안하였고, 로봇관절 시스템에서 각 지표가 갖는 의미와 중요성에 대하여 기술하였다.

### 2.1 부하특성을 고려한 전동기의 설계사양

다관절 로봇의 관절구동에 필요한 전동기의 토크와 관성모멘트, 감속비의 관계에 대하여 설명한다. 주어진 동적 작업(Dynamic task)을 위한 각 관절의 부하특성을 기구학과 동역학 해석을 통하여 계산하고, 도출된 부하특성과 전동기의 관성모멘트, 감속비 등을 이용하여 부하의 순시 또는 연속 구동에 필요한 전동기의 토크를 표현하였다. 이후 관성모멘트와 감속비의 조합에 따른 필요 토크의 관계를 도식화하여, 전동기의 사양 결정 방향을 제시하였다.

#### 2.1.1 로봇관절의 부하특성 해석

다관절 로봇의 동적 작업은 각 관절의 회전운동에 필요한 토크와 각속도, 각가속도 등으로 구성되며, 이들은 시스템의 역학적 분석을 통하여 시간에 대한 함수로 표현된다. 즉, 직교 좌표상의 말단점의 위치(Position)와 자세(Posture) 정보가 주어지면, 기구학(Kinematics) 해석을 통하여 각 관절의 위치와 속도 등을 계산하고, 이를 이용한

가속도로부터 동역학(Dynamics) 해석을 거쳐 각 관절에 필요한 토크를 계산하게 된다. 이와 같은 관계를 그림 2.1과 그림 2.2에 나타내었으며, 임의의 작업으로부터 도출된 관절의 부하특성의 일례를 그림 2.3에 나타내었다.

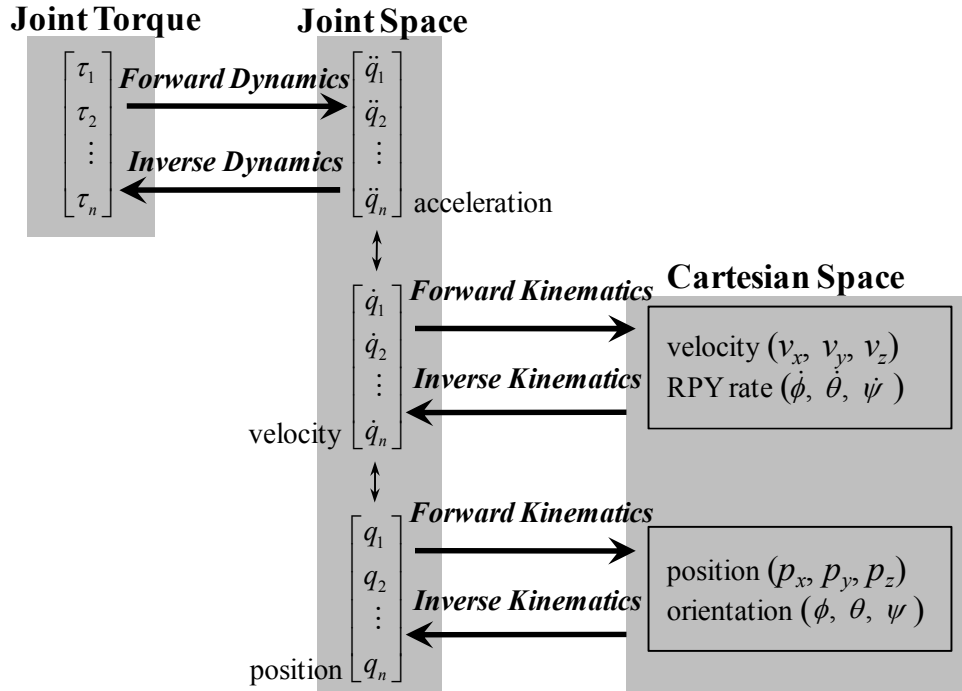


그림 2.1. 관절의 부하특성 도출을 위한 역학적 분석

Fig. 2.1. Dynamic analysis for calculation of joint load characteristics

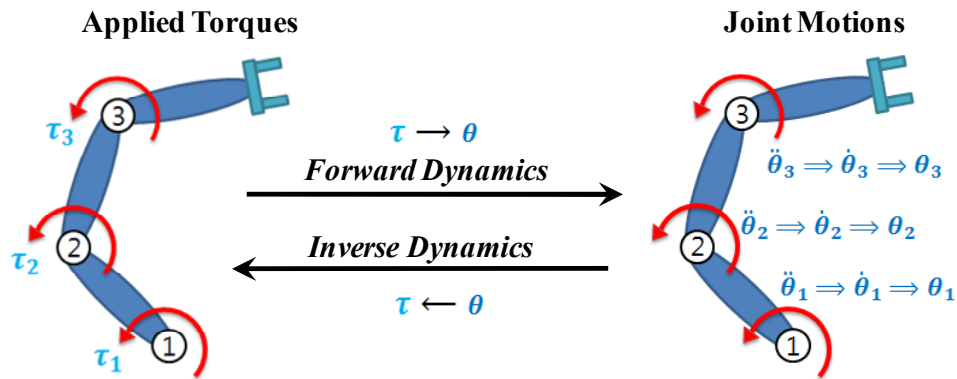


그림 2.2. 동역학 해석을 통한 관절 토크와 모션의 관계

Fig. 2.2. Relationship between applied torque and joint motions



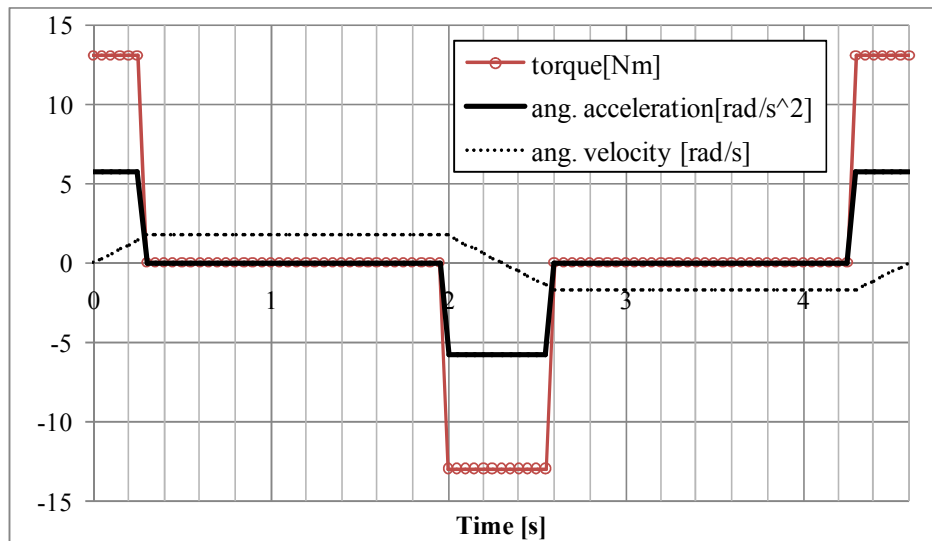


그림 2.3. 관절구동에 필요한 부하토크와 각속도, 각가속도의 예  
Fig. 2.3. Example of load torque, angular velocity, and angular acceleration for driving a robot joint

### 2.1.2 부하구동을 위한 전동기의 요구사항

로봇관절의 구동 시스템은 그림 2.4와 같이 전동기와 감속기, 부하의 세 부분으로 단순화하여 모델링이 가능하다[16], [19], [22], [24].

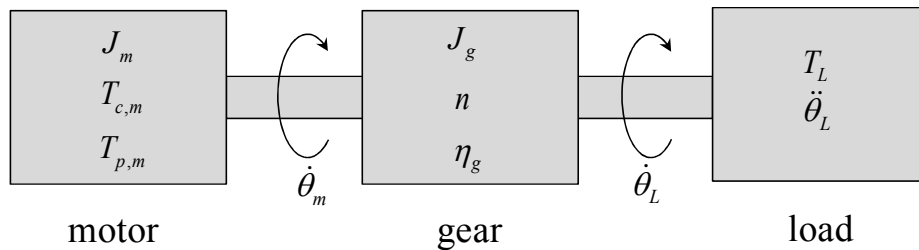


그림 2.4. 관절 구동 시스템의 개념도  
Fig. 2.4. Simple diagram of robot drive system

여기에서,

- $J_m$ : 전동기의 관성모멘트
- $J_g$ : 감속기의 관성모멘트
- $T_{c,m}$ : 전동기의 연속(정격) 토크
- $T_{p,m}$ : 전동기의 최대 토크
- $T_L$ : 부하 토크

$\dot{\theta}_m$ : 전동기의 속도

$\dot{\theta}_L$ : 부하의 속도

$\ddot{\theta}_L$ : 부하의 가속도

$n$ : 감속비

$\eta_g$ : 감속기 효율

을 각각 의미한다. 따라서 특정 부하를 구동하기 위하여 필요한 전동기의 토크는 식 (2.1)과 같이 표현 가능하다.

$$T_m(t) = (J_m + J_g)\ddot{\theta}_L(t)n + \frac{T_L(t)}{n\eta_g} \quad (2.1)$$

전동기가 주어진 부하를 구동하기 위해서는 다음과 같은 조건을 반드시 만족해야 한다[15], [18], [22].

- 1) 전동기의 축으로 환산된 부하의 최대속도는 전동기의 최대 허용속도보다 낮아야 한다.
- 2) 전동기의 축으로 환산된 부하의 최대토크는 전동기의 최대 허용토크보다 작아야 한다.
- 3) 전동기는 정격부하에서 연속동작이 가능해야 한다.

식 (2.1)을 이용하여 위의 세가지 조건을 수식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{\theta}_{p,L}n \leq \dot{\theta}_{p,m} \quad (2.2)$$

$$\|T_m\|_\infty = \max |T_m| = \max \left| J_M \ddot{\theta}_L n + \frac{T_L}{n\eta_g} \right| \leq T_{p,m} \quad (2.3)$$

$$\|T_m\|_2 = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^\tau T_m^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{\tau} \int_0^\tau \left( J_M \ddot{\theta}_L n + \frac{T_L}{n\eta_g} \right)^2 dt} \leq T_{c,m} \quad (2.4)$$

여기에서,  $\dot{\theta}_{p,L}$  과  $\dot{\theta}_{p,m}$  은 각각 부하와 전동기의 최대속도이며,  $J_M$ 은  $J_m$ 과  $J_g$ 를 포함하는 구동 시스템 관성모멘트의 총합이다.

그림 2.3의 부하토크 파형에서 확인할 수 있듯이, 최대토크는 수 초 이내의 단속정격 구동 개념이다. 최대토크는 구속토크와는 다른 개념이지만, 상용 전동기의 사양서를 이용하여 전동기를 선정하는 기존의 연구들에서 쉽게 혼동되기도 한다[14], [24]. 관절구동용 전동기의 최대토크는 기동 시 또는 관절의 급격한 회전방향 전환 시에 발생된다. 다관절 협업로봇은 사용 목적상 인간과 작업공간을 공유해야 하기 때문에, 성능뿐 아니라 안전성도 반드시 확보되어야 한다. 안전하게 물리적인 작업서비스를 제공할 수 있도록 다양한 안전대응 기술이 개발되고 있으며, 로봇의 모션 경로 생성시 부드러운 가감속을 요구하고 있다. 따라서 전동기에 요구되는 최대토크의 크기는 일반적인 서보 전동기와 유사한 정격토크의 3배 이하 수준이며[47]-[49], 정격부하의 연속 구동시 전동기에 열적 문제가 발생하지 않고 인버터의 출력 전류에 여유가 있다면 최대부하의 단속 구동은 문제없이 가능하다. 따라서 본 논문에서는 위의 세가지 기본조건 중 최대속도와 정격토크의 두 가지 조건에 대해서만 다루기로 한다.

그림 2.3에 나타낸 관절부하의 각속도와 각가속도, 토크로부터, 임의의 관성모멘트  $J_M$ 과 감속비  $n$ 에 대하여 부등식 (2.4)의 좌변을 계산한다. 그 결과값은 그림 2.5와 같이 3차원 공간의 평면으로 나타낼 수 있다. 그래프의  $x, y$ 축은  $J_M$ 과  $n$ 을 나타내고,  $z$ 축 값은 부하를 구동하기 위하여 필요한 전동기의 연속토크를 의미한다. 그림 2.5에 따르면,  $J_M$ 과  $n$ 의 조합에 따라 동일한 부하를 구동하기 위하여 필요한 전동기의 토크 크기가 다르다는 것을 알 수 있다. 이를 좀 더 자세히 살펴보면 다음과 같다.  $n$ 이 동일하면  $J_M$ 이 증가할수록 더욱 큰 전동기의 토크가 요구된다. 또한 동일한  $J_M$ 에 대하여  $n$ 이 증가하면 필요한 토크의 크기는 점차 감소하다 다시 증가한다. 필요토크의 최소값은  $J_M$ 이 증가할수록 더욱 작은  $n$ 에서 얻어진다.

이와 같은 다수의 관성모멘트와 감속비의 조합에서, 부하의 특성에 최적화된 특정 조합을 찾는 것이 곧 전동기의 설계사양을 결정하는 것이다. 세부 방법은 다음 절에 기술하였다.

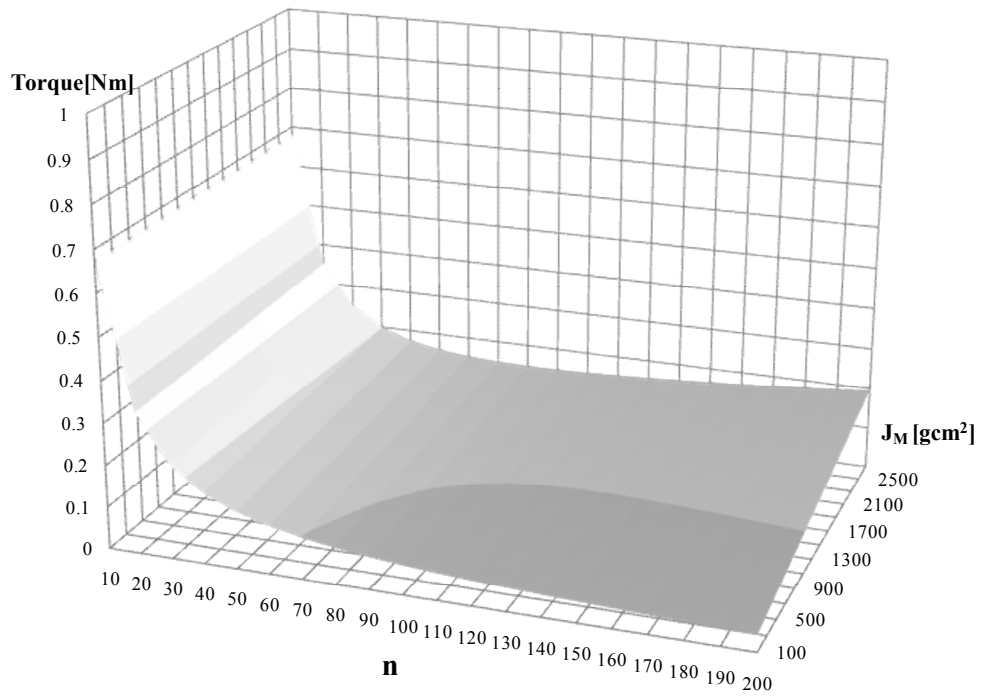


그림 2.5.  $J_M$ 과  $n$ 에 따른 전동기의 필요토크

Fig. 2.5. Required continuous motor torque with respect to  $J_M$  and  $n$

## 2.2 설계사양 결정

본 절에서는 관절부하에 최적화된 전동기의 설계사양 결정을 위하여 고려해야 할 세가지 중점사항에 대하여 설명한다. 그림 2.5의 결과에서 출발하여, 제시되는 각 조건을 만족하는 감속비와 관성모멘트의 조합을 순차적으로 한정함으로써 설계사양을 결정한다.

### 2.2.1 구동 에너지의 효율

전동기에 필요한 소비전력은 부하 구동을 위한 기계적인 출력  $P_m$ 과 코일의 전기저항 및 철심의 자기저항, 기계적 마찰에 의한 손실  $P_{loss}$ 의 두 부분으로 나누어 다음과 같이 표현 가능하다.

$$P_{total} = P_m + P_{loss} \quad (2.5)$$

여기에서,

$$P_m = T_m \dot{\theta}_m \quad (2.6)$$

이다. 로봇관절 구동용 전동기의 경우 높은 속도보다는 높은 토크가 요구되고 발생토크는 입력전류에 비례하기 때문에, 전체 손실 중 동손이 차지하는 비율이 크다. 따라서 나머지 손실은 무시하고 총 손실을 동손으로 가정하면,  $P_{loss}$ 는 다음과 같이 간략화하여 표현 가능하다.

$$P_{loss} = I^2 R = \left( \frac{T_m}{k_T} \right)^2 \left( \frac{k_T}{k_m} \right)^2 = \frac{T_m^2}{k_m^2} \quad (2.7)$$

여기에서  $I$ 는 입력전류이며,  $R$ 은 코일의 저항,  $k_T$ 와  $k_m$ 은 각각 토크상수와 모터상수를 나타낸다. 따라서 총 소비전력은 다음과 같다.

$$P_{total} = P_m + P_{loss} = T_m \dot{\theta}_m + \frac{T_m^2}{k_m^2} = T_m \left( \dot{\theta}_m + \frac{T_m}{k_m^2} \right) \quad (2.8)$$

$\dot{\theta}_m = n\dot{\theta}_L$  과  $\ddot{\theta}_m = n\ddot{\theta}_L$ 의 관계를 이용하고 식 (2.1)을 식 (2.8)에 대입하여 정리하면, 부하 구동에 필요한 전동기의 총 에너지는 식 (2.9)와 같이 표현된다[22], [50]. 이는 전동기 모드(Motoring mode)만을 고려한 수식으로,

통상 소형 관절구동형 시스템에서는 발전기 모드(Generating mode)에 의해 발생한 회생 에너지를 전원 측으로 반환하지 않고 저항기에서 열로 소비하는 저항 제동 방식이 사용되며, 발전기 모드로 동작하는 시간이 매우 적다는 가정하에서 타당한 것으로 생각된다.

$$\begin{aligned}
 E_{total} &= \int_0^{\tau} P_{total} dt \\
 &= \int_0^{\tau} T_L \dot{\theta}_L dt + J_M n^2 \int_0^{\tau} \dot{\theta}_L \ddot{\theta}_L dt + \frac{J_M^2}{k_m^2} n^2 \int_0^{\tau} \ddot{\theta}_L^2 dt \\
 &\quad + \frac{1}{k_m^2 n^2 \eta_g^2} \int_0^{\tau} T_L^2 dt + \frac{2J_M}{k_m^2 \eta_g} \int_0^{\tau} T_L \ddot{\theta}_L dt
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

위 식에서 구동 에너지를 최소화 하는 감속비를 구하기 위하여  $dE_{total}/dn = 0$ 을 만족하는 해를 구하면,  $n$ 은 다음과 같이 표현된다.

$$n = \sqrt[4]{\frac{A}{\eta_g^2 (J_M k_m^2 B + J_M^2 C)}} \tag{2.10}$$

여기에서

$$\begin{aligned}
 A &= \int_0^{\tau} T_L^2 dt \\
 B &= \int_0^{\tau} \dot{\theta}_L \ddot{\theta}_L dt \\
 C &= \int_0^{\tau} \ddot{\theta}_L^2 dt
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

이고, 만약 부하가 반복 하중(Cyclic load)이라고 가정하면  $B=0$ 가 되고, 식 (2.10)은 아래와 같이 간략화된다.

$$n = \sqrt{\frac{T_{L,rms}}{\eta_g J_M \ddot{\theta}_{L,rms}}} \tag{2.12}$$

식 (2.12)는 구동 에너지를 최소화 하는 감속비를 부하의 토크와 각가속도 특성, 감속기의 효율, 관성모멘트로 표현한 것이다. 즉, 임의 부하의 특성을 알고 있을 때, 해당 부하의 구동에 필요한 에너지를 최소화 할 수 있는  $J_M$ 과  $n$ 의 상관관계를 나타낸다.

### 2.2.2 최대속도 및 인버터의 스위칭 특성

전동기에 인가되는 전압의 크기와 주파수를 조절하기 위하여 다양한 방식의 펄스 폭 변조(PWM; Pulse Width Modulation) 기법을 적용하는 인버터를 활용한다. PWM 기법은 인버터가 주어진 지령전압과 동일한 크기 및 주파수를 갖는 기본파 전압을 발생하도록 인버터의 각 상 스위치의 온/오프 구동 펄스를 생성하는 제어 방법이다. 이러한 지령전압에 의해 생성되는 인버터의 출력 주파수는 전동기의 회전 주파수와 같고, 회전 주파수는 반송파 주파수를 샘플링 개수로 나눈 값보다 작아야 선형적인 출력전압의 제어가 가능하기 때문에, 다음의 조건을 만족해야 한다.

$$f_e \leq \frac{f_s}{N} \quad (2.13)$$

여기에서  $f_e$ 와  $f_s$ ,  $N$ 은 각각 회전 주파수와 반송파 주파수, 샘플링 개수를 나타내며, 이들의 관계는 그림 2.6 및 그림 2.7과 같다.

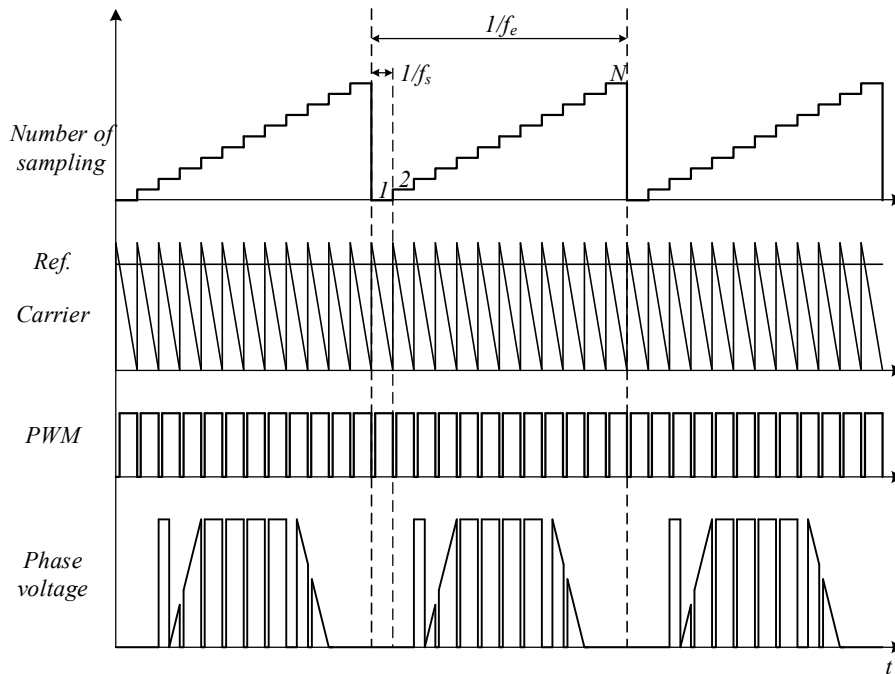


그림 2.6. 회전 주파수, 반송파 주파수, 샘플링 개수의 관계(구형파 구동)

Fig. 2.6. Rotational frequency, carrier frequency, and the number of samples in PWM (Rectangular driving)

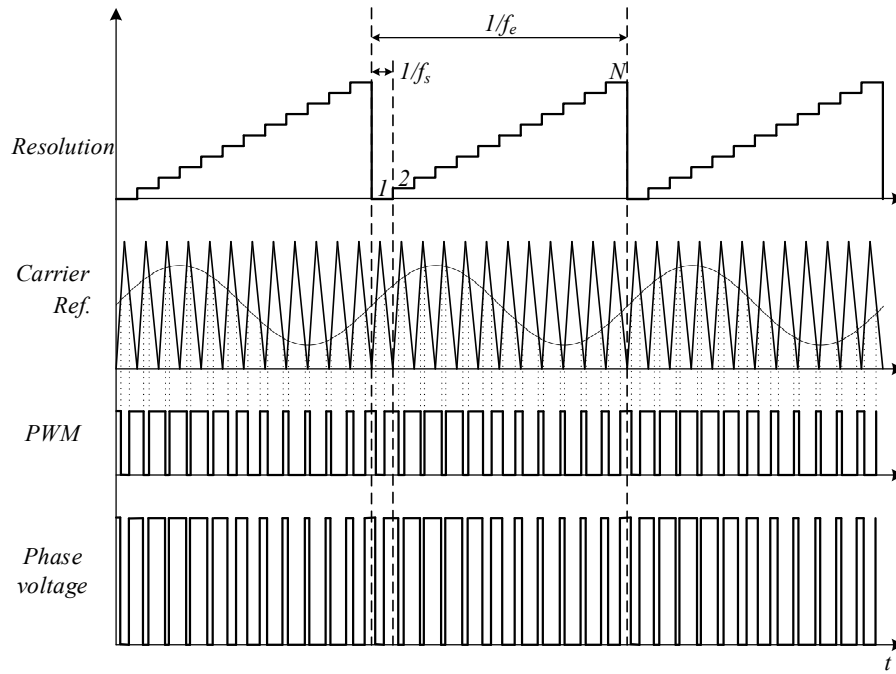


그림 2.7. 회전 주파수, 반송파 주파수, 샘플링 개수의 관계(정현파 구동)  
 Fig. 2.7. Rotational frequency, carrier frequency, and the number of samples in PWM (Sinusoidal driving)

부하의 속도는 감속비와 전동기의 속도를 이용하여 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\dot{\theta}_L = \frac{\dot{\theta}_m}{n} = \dot{\theta}_{m,e} \frac{2}{Pn} = 2\pi f_e \frac{2}{Pn} = \frac{4\pi f_e}{Pn} \quad (2.14)$$

여기에서  $\dot{\theta}_{m,e}$  와  $P$ 는 각각 전동기의 전기각속도와 극수이며, 감속비에 대하여 위 식을 정리하면 다음과 같다.

$$n = \frac{4\pi f_e}{P\dot{\theta}_L} \quad (2.15)$$

식 (2.13)에 의하여 식 (2.15)는 다시 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$n \leq \frac{4\pi f_s}{PN\dot{\theta}_L} \quad (2.16)$$



식 (2.16)에 의하면, 감속비의 최대값은 전동기의 극수와 인버터의 반송파 주파수 및 샘플링 개수, 그리고 부하의 속도에 의하여 결정되는 것을 알 수 있다. 이를 두 부분으로 나누어 살펴보면, 전동기와 인버터의 파라미터와 관련된 부품 수준의 인자와 부하의 속도와 관련된 시스템 수준의 인자로 구분 가능하다. 즉, 시스템의 부하특성과 독립적인 부품 수준 인자의 사양이 결정되면, 관절구동에 필요한 감속비는 기 도출된 관절부하의 최대 요구속도에 의하여 제한됨을 알 수 있다. 결국 식 (2.16)은 전동기의 속도 조건인 식 (2.2)의 다른 표현으로서, 식 (2.2)를 만족하는 감속비의 최대값을 나타낸다.

### 2.2.3 감속기의 입출력 특성

식 (2.12)와 식 (2.16)에 의하여 결정된 구동 에너지의 효율과 인버터의 스위칭 특성을 만족하는  $J_M$ 과  $n$ 의 조합을 각각 그림 2.8과 그림 2.9에 나타내었다. 즉, 구동 에너지의 최소화 조건에 의하여,  $J_M$ 과  $n$ 의 조합은 식 (2.4)를 만족하는 그림 2.5의 평면(Plane) 위의 무수히 많은 점에서 식 (2.12)를 만족하는 하나의 선(Line) 위의 점들로 추려져 그림 2.8과 같이 나타난다. 또한 부하의 최대속도와 인버터의 스위칭 파라미터에 의하여 결정된 감속비의 최대값은 그림 2.9와 같이 선 위의 조합을 추가적으로 한정하게 된다.

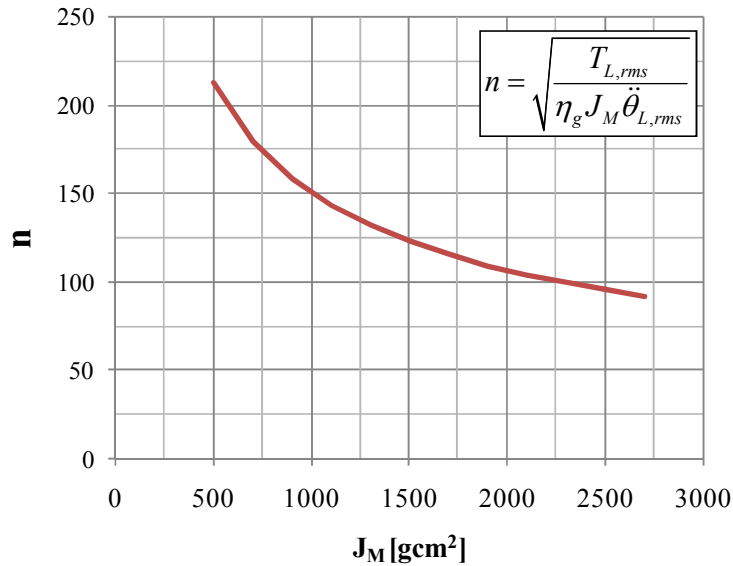


그림 2.8. 전동기 구동 에너지의 최소화를 위한  $J_M$ 과  $n$ 의 선정

Fig. 2.8. Selection of  $J_M$  and  $n$  using the minimum energy condition

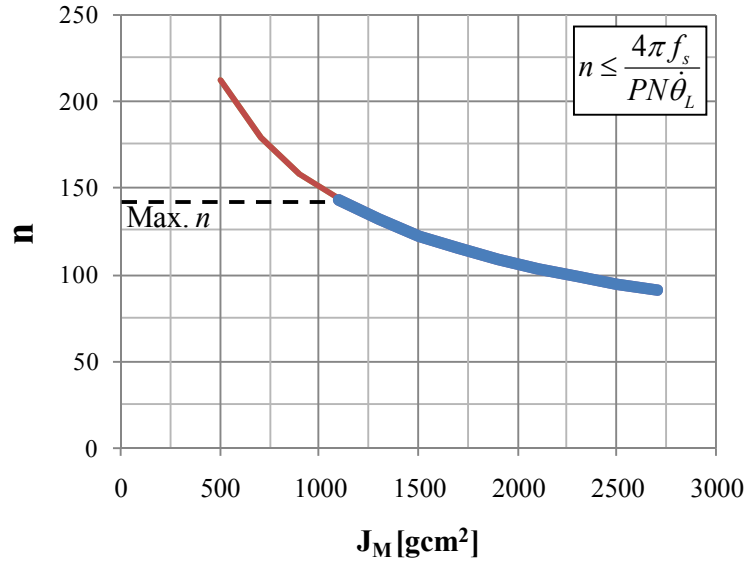


그림 2.9. 부하의 최대속도 구현을 위한  $J_M$ 과  $n$ 의 선정

Fig. 2.9. Selection of  $J_M$  and  $n$  using the maximum load speed condition

마지막으로, 상용 감속기의 입출력 특성을 분석하여 최종 감속비를 선택한다. 본 논문에서는 하모닉 드라이브 감속기를 채택하여, 중공축을 갖는 박형의 결합조건과 백래시(Backlash) 최소화 조건을 만족하고자 하였다. 상세 사양서를 통하여 감속기의 형태와 감속비에 따른 감속기의 외경, 중공축의 크기, 중량, 최대 출력토크 및 최대 입력속도 등을 비교한다. 우선, 전동기와 감속기의 효율적인 배치 및 조립성 확보를 위하여 전동기의 외경 및 내경 사이즈와 유사한 사양을 갖는 감속기를 선정한다. 구동모듈의 전원 및 신호 케이블은 그림 2.10과 같이 감속기와 전동기의 중공축을 통하여 제어기로 연결되기 때문에, 감속기의 외경뿐 아니라 내경 사이즈에 대한 고려도 반드시 필요하다. 하모닉 드라이브는 감속기의 사이즈에 따라서 감속비의 범위가 50, 80, 100 등으로 규격화 되어있다[51]. 가 선정된 감속기에 대하여 감속비에 따른 최대 및 정격 전달 토크를 확인하여 부하 구동 가능여부를 판단한다. 이때 각 감속비에서 회전속도에 따른 전달효율의 크기도 함께 고려한다.

위와 같이, 결합되는 전동기의 세부 사이즈와 요구 부하토크, 효율 등을 종합적으로 고려하여 감속기의 최종 모델과 감속비를 결정한다. 감속비  $n$ 이 결정이 되면 식 (2.12)에 의하여 최적의 부하 구동을 위한 관성모멘트  $J_M$ 이 결정되며, 전동기의 관성모멘트  $J_m$ 은  $J_g$ 를 포함한 기구부의 관성모멘트와  $J_M$ 의 차이로 계산한다. 관절구동을 위한

전동기의 필요토크는 식 (2.4)에 의하여 쉽게 결정되며 이 과정을 그림 2.11과 그림 2.12에 나타내었다.

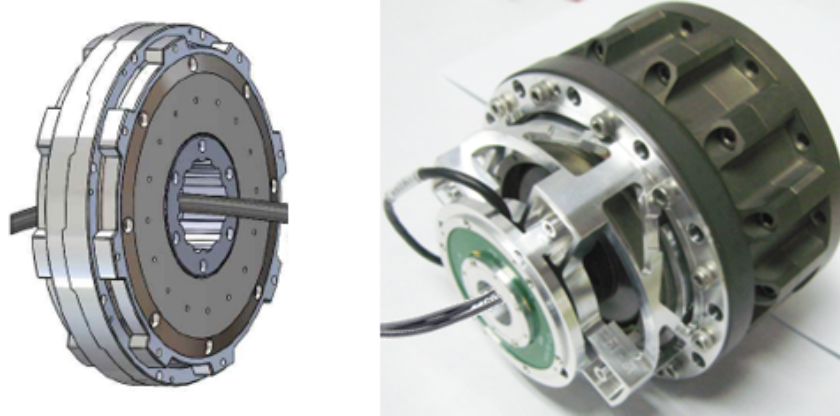


그림 2.10. 중공축을 갖는 감속기와 전동기의 예  
Fig. 2.10. Example of gear and motor with hollow shaft

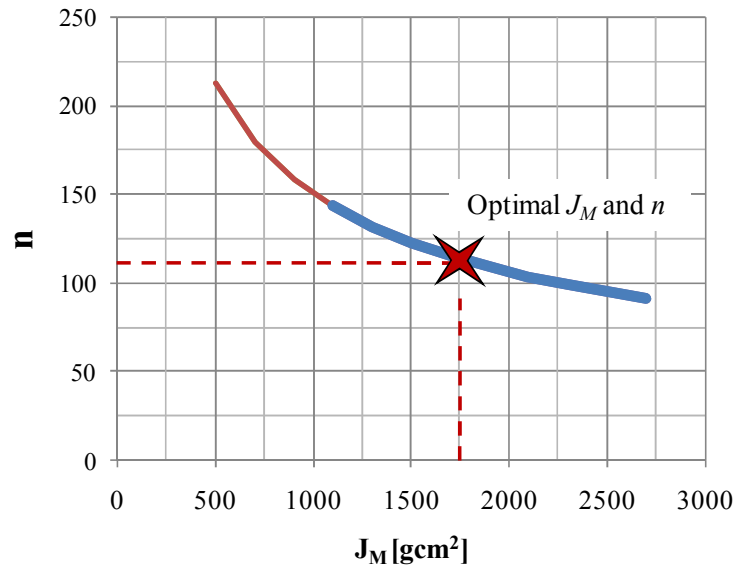


그림 2.11. 상용 감속기의 입출력 특성에 의한  $J_M$ 과  $n$ 의 최종 선정  
Fig. 2.11. Final selection of  $J_M$  and  $n$  using commercial gear characteristics

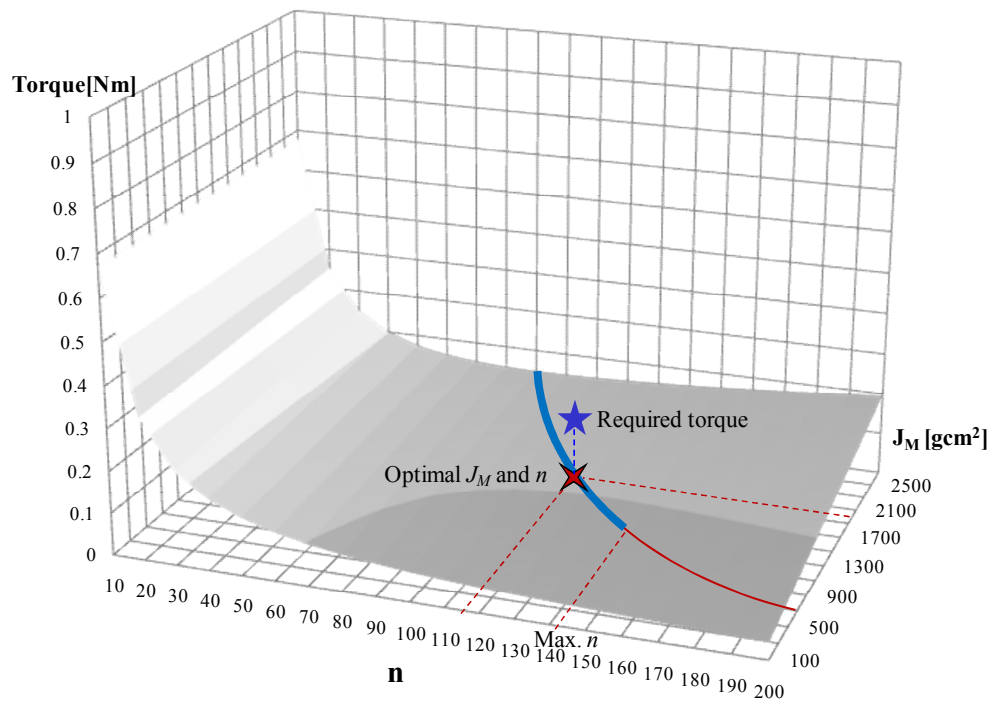


그림 2.12.  $J_M$ 과  $n$ 의 최종 선정에 따른 필요토크의 결정  
 Fig. 2.12. Required torque determination by final selection of  $J_M$  and  $n$

## 2.3 최적설계를 위한 성능지표

앞 절에서 관절 구동을 위한 전동기의 관성모멘트와 필요토크, 감속비를 결정하였으므로, 이제 전동기 설계자는 결정된 관성모멘트에서 해당 토크를 만족하는 전동기를 설계하면 된다. 하지만 전동기의 관성모멘트가 결정되었다고 하더라도 동일한 관성모멘트를 갖는 다양한 형태의 전동기 설계가 가능하다. 일반적으로 고정자의 외경이나 내경 사이지, 적층 길이 등의 기계적인 설계조건과 입력전압, 전류의 크기 등 전기적인 설계조건이 주어지면, 이러한 제한조건을 만족하는 다양한 설계변수를 변화시켜 가며 목표성능을 만족하는 최적의 모델을 결정하게 된다. 이때 설계된 전동기들의 성능 비교/검증을 위해 별도의 성능지표를 활용하여 최종 모델을 선정한다. 성능지표는 시스템의 종류와 구동환경, 작동조건 등에 따라 달라지며, 각 구동 핵심부품 설계자와 시스템 설계자 간의 협의를 통하여 결정된다.

본 절에서는 관절구동용 전동기를 위하여 특화된 성능지표를 제안하고, 로봇 시스템에서 각 지표가 갖는 의미와 중요성에 대하여 기술한다.

### 2.3.1 최대효율 운전

전동기의 효율은 소비전력과 기계적인 출력의 비율로 결정되며, 부하토크 및 속도에 따라 효율의 크기는 달라진다. 입력전압이 일정할 때, 부하토크가 증가함에 따라 입력전류는 증가하며 회전속도는 감소한다. 따라서 소비전력(전압과 전류의 곱)은 계속 증가하고, 출력(토크와 속도의 곱)은 일정 수준까지 증가하다가 감소하게 되어, 그림 2.13과 같이 효율이 최대가 되는 임의의 부하토크가 존재하게 된다.

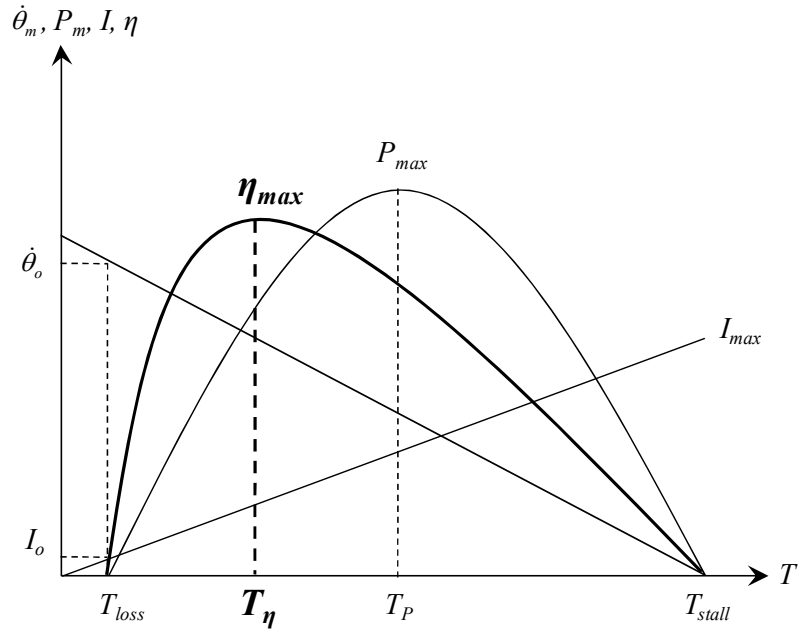


그림 2.13. 일정 입력전압에서의 영구자석 전동기의 특성곡선

Fig. 2.13. General characteristic lines of permanent magnet motors under a constant input voltage

만약 효율이 최대인 전동기의 부하토크( $T_\eta$ )가 시스템에서 요구하는 부하토크와 일치한다면 해당 전동기는 소비전력을 가장 효율적으로 활용하는 이상적인 상태로 운전하게 된다. 전동기가 높은 최대효율을 갖는 것도 중요하지만, 전동기의 주요 운전 영역에서 최대효율이 나오는 것 또한 중요하다. 전동기의 최대효율 자체가 높다는 것은 동일한 출력에서 동손이나 철손 등의 손실이 작다는 것을 의미한다. 동손을 줄이기 위해서 코일의 저항을 작게 설계한다면 상대적으로 코일의 선경은 증가할 것이고, 이는 동일한 토크상수(역기전압 상수)를 기준으로 더 많은 슬롯 공간이 필요하다는 의미가 된다. 철손을 줄이기 위해서는 철심의 자속 밀도를 줄여야 하는데, 이는 치나 요크의 두께 증가로 연결된다. 즉, 동손과 철손의 저감을 위해서는 어떤 형태로든 전동기의 사이즈가 증가될 가능성이 높아진다. 이는 다시 전동기의 체적과 중량을 증가시키고, 전동기가 포함된 관절모듈의 사이즈가 증가하여 전동기에 요구되는 토크의 증가를 야기시킨다. 즉, 관절구동용 전동기의 경우, 최대효율 자체의 크기를 증대시키는 것보다는 최대효율이 발생하는 토크지점을 전동기의 연속구동 지점으로 활용하는 것이 시스템 조합 성능을 고려한 최적의 설계목표가 된다.

정상상태에서 전동기의 전압 방정식은 다음과 같다[52], [53].

$$V = IR + E = \frac{T}{k_T} R + k_T \dot{\theta}_m \quad (2.17)$$

여기에서  $E$ 는 역기전압을 나타내며, 위 식을 속도에 관한 식으로 다시 나타내면 다음과 같다.

$$\dot{\theta}_m = \frac{V}{k_T} - \frac{R}{k_T^2} T = \frac{V}{k_T} \left( 1 - \frac{T}{k_T I_{max}} \right) \quad (2.18)$$

여기에서 기동전류  $I_{max}$ 는  $V/R$ 과 같다. 한편, 전동기의 토크는 다음과 같이 분리하여 표현 가능하다.

$$T = T_L + T_{loss} \quad (2.19)$$

$T_L$ 과  $T_{loss}$ 는 각각 부하토크와 무부하 손실토크를 의미하며, 무부하 손실토크는 무부하 철손과 기계손에 의한 토크의 손실성분이다. 식 (2.18)을 이용하여 전동기의 출력을 표현하면 다음과 같다.

$$P_{out} = T_L \dot{\theta}_m = T_L \frac{V}{k_T} \left( 1 - \frac{T}{k_T I_{max}} \right) = T_L \frac{V}{k_T} \left( 1 - \frac{T_L + T_{loss}}{T_{stall}} \right) \quad (2.20)$$

여기에서  $T_{stall}$ 은  $k_T I_{max}$ 와 같고, 전동기의 효율은 다음과 같이 계산된다.

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{T_L}{VI} \frac{V}{k_T} \left( 1 - \frac{T_L + T_{loss}}{T_{stall}} \right) = \frac{(T_{stall} - T_{loss}) T_L - T_L^2}{(T_L + T_{loss}) T_{stall}} \quad (2.21)$$

위 식에서  $d\eta/dT_L = 0$ 을 만족하는 해를 구하면, 효율을 최대로 하는 부하토크를 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T_\eta = -T_{loss} + \sqrt{T_{loss} T_{stall}} \quad (2.22)$$

따라서 식 (2.22)와 같이 계산된 전동기의 토크와 전동기의 요구토크 사이의 차이가 작을수록 효율적인 부하 운전이 가능하게 된다.

### 2.3.2 모터상수

서보 전동기를 비롯한 영구자석 전동기의 사양서에는 토크 상수나 역기전압 상수의 값이 표기되어 있다. 토크 상수는 단위 전류에 대한 발생 토크의 비율을 나타내는 것으로, 토크 상수가 클수록 동일한 전류에서 더 많은 토크가 발생하는 것을 의미한다. 하지만 턴수를 증가시켜 토크 상수를 증가시킨다고 해서 전동기의 토크 발생 능력이 증가하는 것은 아니다. 턴수의 증가는 주어진 회전자와 고정자에 대하여 코일저항의 증가로 연결되고, 이는 다시 전류의 감소로 이어지기 때문이다. 이와 같이 토크 상수는 턴수에 따라 변하고, 권선사양에 따른 전류의 변화도 함께 고려해야 하기 때문에, 전동기의 성능을 나타내는 적절한 지표가 될 수 없다. 모터 상수는 보다 유용한 성능지표로서 아래와 같이 표현된다[52], [54].

$$k_m = \frac{T}{\sqrt{I^2 R}} \quad (2.23)$$

모터 상수는 전동기의 입력과 출력에 의한 효율이 아닌 토크의 효율을 의미한다. 얼마나 효율적으로 토크를 발생시키는지 나타내는 지표로서, 토크 생성을 위하여 소모되는 동손을 해당 토크로 나누어 나타낸 것이다. 토크는 전류에 비례하고, 동손은 전류의 제곱에 비례하기 때문에 식 (2.23)은 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$k_m = \frac{k_T}{\sqrt{R}} \quad (2.24)$$

결과적으로 모터 상수는 토크 상수와 코일 저항의 값으로 쉽게 계산 가능하며, 입력전류와 턴수에 독립적이고 주어진 전동기 형상에 대하여 슬롯의 점적율이 변하지 않는 한 일정하다.

모터 상수는 정의상 출력 혹은 속도가 높은 적용분야 보다는 고평효에 적합한 전동기의 성능 비교에 적합한 성능지표라고 할 수 있다. 공극 자속밀도의 증대 및 권선사양 최적화를 통하여 모터 상수를 극대화시키고 제한된 중량과 공간 안에서 고평효를 요구하는 관절구동용 전동기에 적용한다면, 토크밀도 향상뿐 아니라 코일의 온도상승을 최소화 할 수 있다.



### 2.3.3 코일 온도

전동기의 발생토크는 입력전류의 크기에 비례하며, 전류는 고정자 철심에 감긴 코일을 통하여 전동기 내부에 흐른다. 전동기 자체를 하나의 열기기로 간주할 때, 출력 가능한 연속토크의 크기는 적용되는 코일의 온도사양에 의하여 직접적으로 제한된다. 로봇의 관절구동용 전동기는 일반 산업용 전동기와 비교하여 상대적으로 높은 토크밀도가 요구되고, 집적된 부품 배치와 공간적인 제약에 의하여 구동모듈 내부에 별도의 냉각시스템을 설치하기가 쉽지 않다. 따라서 부하에 따른 입력전류의 크기와 이에 따른 코일의 온도 특성은 전동기 설계시 중요한 고려사항이 된다.

일반적으로 코일의 절연등급은 최대 허용온도로 통용된다. 절연등급은 동선을 감싸고 있는 코팅피막의 종류에 따라 정해지며, 같은 절연등급에 대해서도 피복의 두께에 따라 코일의 등급이 0~3종으로 구분되어 사용하고 있다. 코일의 절연등급에 따른 온도특성을 정리하면 표 2.1과 같다[55].

표 2.1. 코일의 절연등급 및 최대 허용온도

Table 2.1. Insulation class of coil winding

절연 등급	최대 허용온도 [°C]
A	105
E	120
B	130
F	155
H	180

코일의 온도를 측정하는 방법은 크게 저항법과 온도계법으로 나눌 수 있다. 저항법은 도체의 전기저항이 온도에 따라 변화하는 원리를 이용한 것으로서, 권선의 저항변화를 측정하여 이를 온도변화로 환산하는 간접 측정방식이다. 온도 변화량은 식 (2.25)와 같이 표현 가능하다[56].

$$\Delta T = \frac{R_2 - R_1}{R_1} (K + T_1) - (T_2 - T_1) \quad (2.25)$$

여기에서  $R_1$  과  $R_2$ 는 각각 온도상승 시험 전후의 권선저항을 나타내며,  $T_1$ 과  $T_2$ 는 각각 온도상승 시험 전후의 주위온도를 의미한다.  $K$ 는 온도 계수로서 구리와 알루미늄의 경우 각각 235 및 225이다. 하지만 전원

차단 후 저항 계측시까지 소요되는 시간에 의해 권선저항의 오차가 발생하고, 권선의 부분별 온도가 아닌 평균값을 계측하는 한계가 존재한다. 이에 반해 온도계법은 전동기의 권선부에 열전대를 직접 부착하여 측정하는 방식으로, 저항법과 비교하여 보다 정확한 온도 계측이 가능하다[57], [58]. 열전대는 권선 작업시 코일 내측에 삽입하거나 권선 후 별도의 접착제나 테이프를 통하여 부착한다. 하지만 슬롯내 코일의 점적율이 높고 전동기의 사이즈가 작은 경우에는 열전대를 삽입하거나 부착할 수 있는 공간을 확보하기 쉽지 않다.

고정자 철심과 권선 사이의 전기적 절연을 위하여 슬롯에 삽입하는 인슐레이터의 온도 특성 또한 고려할 대상이다. 인슐레이터는 코일의 동손과 고정자 철심의 철손에 의한 두 열원 사이에 위치하고 있기 때문에, 온도 특성이 우수한 재질을 적용해야 한다. 대형 전동기의 경우 내열성과 내전압 및 기계적 강도가 우수한 섬유와 종이 형태의 절연지를 주로 사용하며, 소형 전동기는 고정자 철심 표면에 전착 혹은 분체 도장, 에폭시 코팅을 적용하여 절연특성을 확보하거나, 내열성이 우수한 다양한 재질로 사출 혹은 가공 제작하여 적용하고 있다[59].

## 제 3 장 개선된 등가회로를 이용한 전동기 특성해석

전동기의 해석 방법은 크게 유한요소해석(Finite element analysis)으로 대표되는 수치해석 기법과 공간 고조파법(Space harmonic method) 등의 해석적 방법, 그리고 집중정수회로를 이용한 자기등가회로법(Magnetic equivalent circuit) 등으로 구분할 수 있다[60]-[62]. 수치해석 기법은 가장 정확한 해를 얻을 수 있는 장점이 있으나, 전처리와 후처리 및 연산과정에 소요되는 계산시간이 부담으로 작용할 수 있다. 해석적 방법은 지배방정식과 경계조건을 이용하여 해석영역의 자계분포를 빠른 시간에 계산할 수 있으나, 철심의 자기포화와 같은 비선형 특성을 고려할 수 없고, 해석모델의 형상변화에 유연하게 대처하기가 쉽지 않다. 자기등가회로법은 전기회로와 자기회로의 유사성에 기초하여 전동기의 각 부분을 자기저항으로 표현하고 공극자속밀도를 비롯한 자기특성을 계산하는 방법이다. 일반적인 회로해석 방법이 그대로 적용 가능하며, 권선분포와 슬롯효과, 자기포화 등을 회로구성에 포함시킬 수 있어 해석시간이 짧고 다양한 형상을 고려할 수 있는 장점이 있다. 본 논문에서는 자기등가회로를 이용하여 전동기의 전자기 특성을 해석하고, 열등가회로(Thermal equivalent circuit)를 이용하여 코일을 비롯한 전동기의 각 부분별 온도특성을 분석하였다.

### 3.1 공극자속밀도 해석

#### 3.1.1 자기등가회로 구성

자기등가회로 해석을 위한 예시 모델로서, 그림 3.1과 같은 표면 부착형 영구자석 전동기를 제시한다. 전동기의 상세사양은 표 3.1과 같다. 해석 모델은 집중권 방식의 4극/6슬롯 전동기로서, 자속의 흐름과 누설 등을 고려하여 그림 3.2와 같은 등가모델로 표현 가능하다[30], [52]. 여기에서,  $\Phi_r/2$ 는 절반의 영구자석에서 발생하는 자속원(Flux source)을 나타내고,  $\Phi_g/2$ 는 공극을 지나는 자속을 나타낸다.  $2R_{mo}$ 와  $2R_g$ 는  $\Phi_r/2$ 와  $\Phi_g/2$ 에 대응하는 각각의 자기저항이며,  $R_{yoke}$ 와  $R_{teeth}$ ,  $R_r$ 은 각각 고정자 요크와 치, 회전자 철심의 자기저항을 나타낸다.  $2R_{mo}$ 과 병렬로  $R_{mr}$ 과  $R_{mm}$ 을 추가하여, 영구자석과 회전자 철심 사이의 누설자속과 이웃하는 영구자석간의 누설자속을 각각 고려하였다.

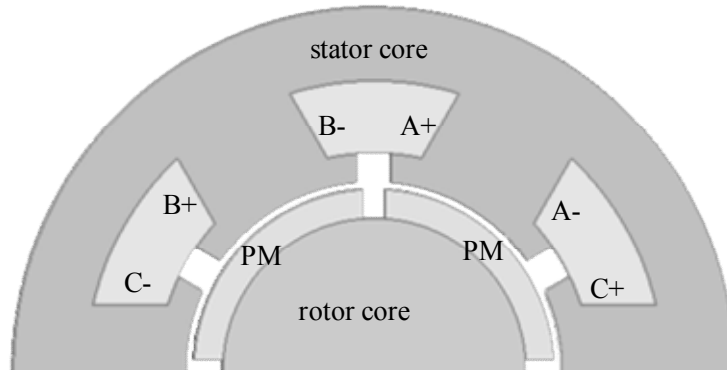


그림 3.1. 해석모델의 단면도

Fig. 3.1. Cross section of the simulated PM machine

표 3.1. 해석모델의 세부 사양

Table 3.1. Specifications of the Simulated Model

Parameters	Value	Unit
극수/슬롯수	4/6	-
고정자 외경	50	mm
회전자 외경	25	mm
적층 길이	30	mm
공극 길이	0.5	mm
영구자석 잔류자속밀도	1.2	T
상당 직렬턴수	200	-

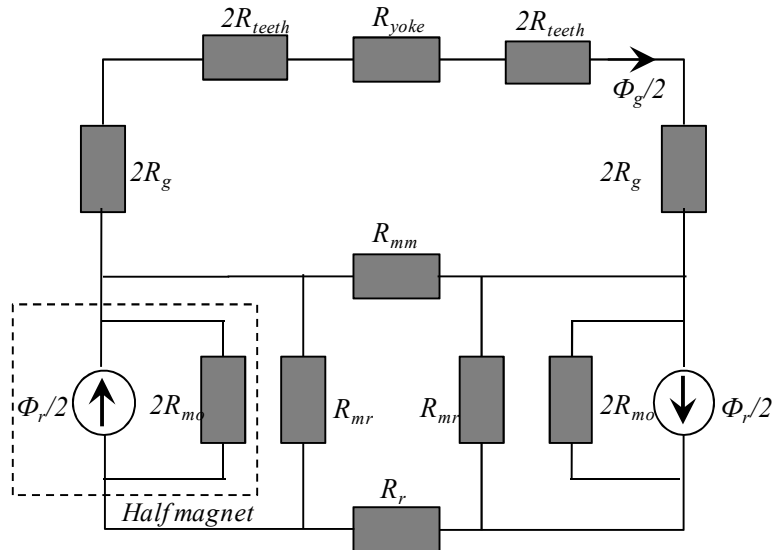


그림 3.2. 해석 전동기의 자기등가회로

Fig. 3.2. Magnetic equivalent circuit of PM machine

고정자와 회전자 철심의 투자율은 공극의 투자율과 비교하여 매우 크기 때문에, 전체 회로상에서 철심의 자기저항이 차지하는 비율 역시 미미하고 생략이 가능하다[52], [53]. 하지만 보다 정확한 공극자속밀도의 분포 산정과 고정자 철심의 철손 계산을 위하여, 고정자 요크와 치에 해당하는 자기저항은 유지하였다. 따라서 기 구성된 등가회로에서 회전자 철심의 자기저항  $R_r$ 을 제거하고, 그림 3과 같이 간략화하여 재구성하였다. 결과적으로 공극을 지나는 자속  $\Phi_g$ 는 식 (3.1)과 같이 계산된다.

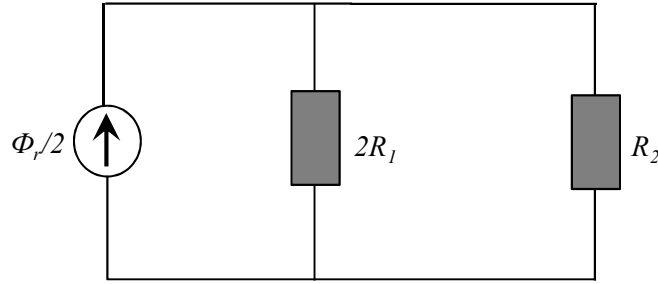


그림 3.3. 간략화된 자기등가회로

Fig. 3.3. Simplified circuit of Fig. 3.2

$$\Phi_g = \frac{2R_l}{2R_l + R_2} \frac{R_{mm}}{4R_g + R_{yoke} + 4R_{teeth} + R_{mm}} \Phi_r \quad (3.1)$$

여기에서  $R_l$ 과  $R_2$ 는 다음과 같다.

$$R_l = 2R_{mo} \parallel R_{mr} \quad (3.2)$$

$$R_2 = (4R_g + R_{yoke} + 4R_{teeth}) \parallel R_{mm} \quad (3.3)$$

따라서 공극자속밀도의 평균값은 식 (3.4)와 같다.

$$B_g = \frac{2R_l}{2R_l + R_2} \frac{R_{mm}}{4R_g + R_{yoke} + 4R_{teeth} + R_{mm}} \frac{A_m}{A_g} B_r \quad (3.4)$$

여기에서  $B_r$ 은 영구자석의 잔류자속밀도이고,  $A_m$ 과  $A_g$ 는 각각 영구자석과 공극의 단면적을 나타낸다. 영구자석과 공극, 고정자 요크와 치의 자기저항은 정의에 의하여 아래와 같이 계산된다.

$$R_{mo} = \frac{H_{PM}}{\mu_0 \mu_{r\_PM} A_m} \quad (3.5)$$

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 A_m} \quad (3.6)$$

$$R_{yoke} = \frac{l_{yoke}}{\mu_0 \mu_{r\_core} A_{yoke}} \quad (3.7)$$

$$R_{teeth} = \frac{l_{teeth}}{\mu_0 \mu_{r\_core} A_{teeth}} \quad (3.8)$$

여기에서  $H_{PM}$ 과  $g$ 는 각각 영구자석의 두께와 공극의 길이를 나타내고,  $l_{yoke}$ 와  $l_{teeth}$ 는 각각 고정자 요크와 철심에 흐르는 자속 경로의 길이를 의미한다.  $\mu_0$ 와  $\mu_{r\_PM}$ ,  $\mu_{r\_core}$ 은 각각 자유공간과 영구자석, 철심의 비투자율이다. 누설자속 성분인  $R_{mr}$ 과  $R_{mm}$ 은 직선과 원호를 이용한 퍼미언스 모델(Circular-arc and straight-line permeance model)을 이용하여 다음과 같이 표현 가능하다[30].

$$R_{mr} = \left[ \frac{\mu_0 L}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi g}{H_{PM}} \right) \right]^{-1} \quad (3.9)$$

$$R_{mm} = \left[ \frac{\mu_0 L}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi g}{w_f} \right) \right]^{-1} \quad (3.10)$$

전기강판의 비선형적인 자기특성에 의하여 철심의 자속밀도가 증가할수록 투자율은 감소한다. 이러한 특성에 따른 자기포화를 고려하기 위하여, 비선형 해석을 이용하여 구성된 자기회로의 고정자 철심의 투자율  $\mu_{r\_core}$ 를 결정하였다. 그림 3.4는 전동기의 전기강판으로 가장 많이 사용되고 있는 재료 중의 하나인 35PN230(POSCO)의  $B$ - $H$ - $\mu_r$  자기특성을 나타낸다[63]. 주어진 데이터로부터 그림 3.5와 같이  $B$ 와  $\mu_r$ 의 관계를 재산정 하고, 다항식을 통한 커브 피팅(Curve fitting)을 통하여 특정 함수로 모델링하여 비선형 자기등가회로 해석을 수행하였다[64], [65].

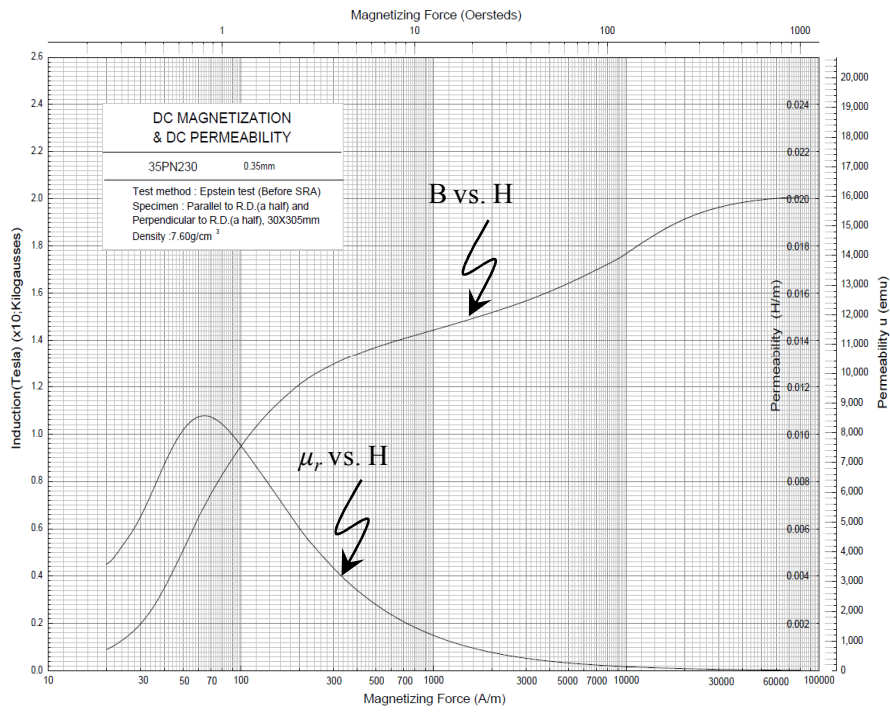


그림 3.4. 전기강판의  $B$ - $H$ - $\mu_r$  특성 (35PN230, POSCO)

Fig. 3.4.  $B$ - $H$ - $\mu_r$  characteristics of electric steel sheet (35PN230, POSCO)

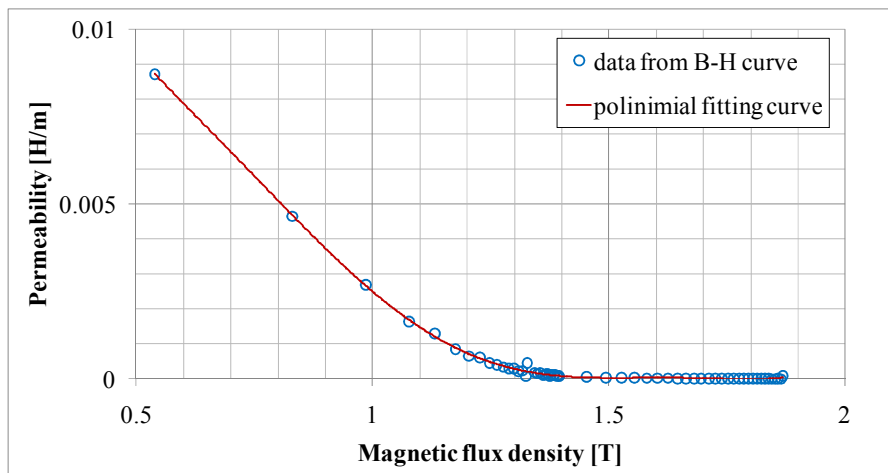


그림 3.5. 전기강판의  $B$ - $\mu_r$  곡선 및 커브 피팅(35PN230, 포스코)

Fig. 3.5. Curve fitting from  $B$ - $\mu_r$  curve (35PN230, POSCO)

### 3.1.2 프린징 및 슬롯 효과

자기회로의 자속 경로상에 공극이 존재할 경우, 그림 3.6과 같이 자속이 휘어지는 프린징(Fringing) 현상이 발생하게 된다. 이는 공극자속밀도의 분포를 변화시키기 때문에, 보다 정확한 쇄교자속과 역기전압의 계산을 위해 프린징에 대한 고려가 필요하다. 본 논문에서는 프린징 자속을 표현하는 다양한 방법 중, 지수함수  $e^{-x/a}$ 를 이용하여 실제 자속의 분포를 모사하였다[66], [67]. 근사함수에서  $x$ 는 회전자의 위치를 나타내고, 프린징 지수  $a$ 는 공극과 영구자석의 두께 및 투자율을 이용하여 식 (3.11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$a = \frac{1}{2} \sqrt{g \left( g + \frac{H_{PM}}{\mu_{r\_PM}} \right)} \quad (3.11)$$

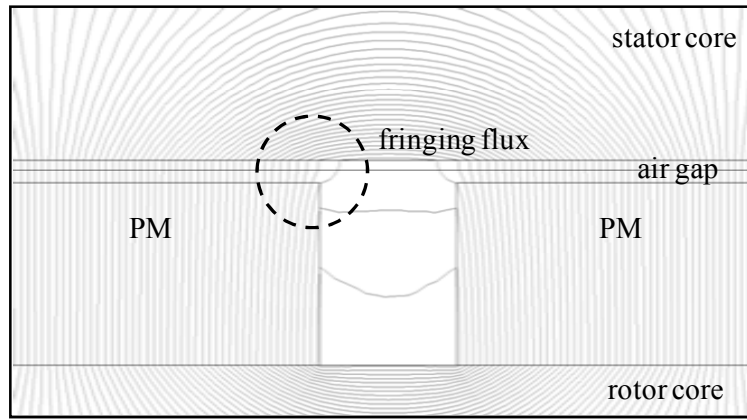


그림 3.6. 영구자석 단부와 고정자 주위의 프린징 자속

Fig. 3.6. Fringing around the edges of magnet and stator

그림 3.7은 프린징 현상의 고려 유무에 따른 공극자속밀도의 분포를 개념적으로 비교하여 나타낸 것이다. 영구자석의 양측 단부에서 프린징 효과에 의한 자속밀도의 부드러운 변화를 확인할 수 있다.  $\beta_M$ 은 영구자석의 극호(Pole arc)를 나타내며,  $\theta_a$ 와  $\theta_b$ 는 각각  $(\pi - \beta_M)/2$  와  $\theta_a + \beta_M$ 으로 표현 가능하다. 따라서 영구자석 외부 양측의 프린징 함수는 다음과 같이 표현된다.

$$f(x) = \frac{1}{2} e^{-x/a} \quad (3.12)$$



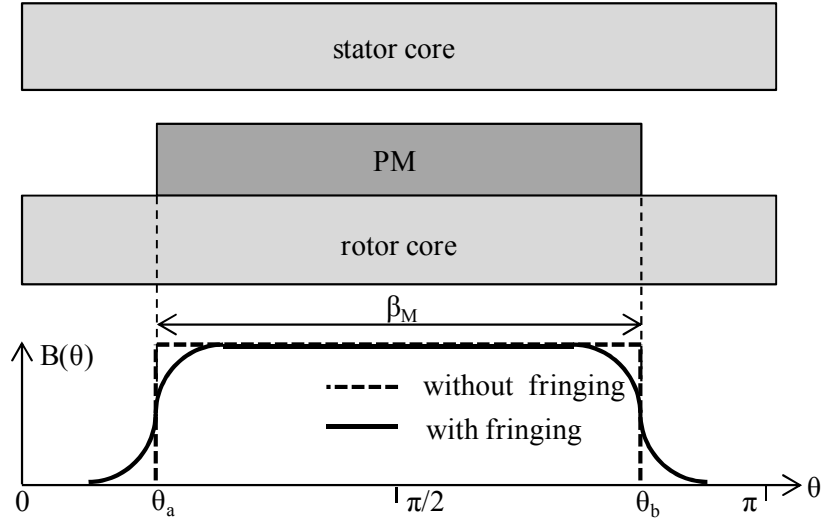


그림 3.7. 프린징 자속의 유무에 따른 공극자속밀도의 비교

Fig. 3.7. Comparison of air gap flux density according to the presence of fringing flux

여기에서

$$x = \begin{cases} \theta_a - \theta, & \text{for } 0 \leq \theta \leq \theta_a \\ \theta - \theta_b, & \text{for } \theta_b \leq \theta \leq \pi \end{cases} \quad (3.13)$$

같은 방법으로, 영구자석 내부의 프린징 함수는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$f(x) = 1 - \frac{1}{2} e^{-x/a} \quad (3.14)$$

여기에서

$$x = \begin{cases} \theta - \theta_a, & \text{for } \theta_a \leq \theta \leq \pi/2 \\ \theta_b - \theta, & \text{for } \pi/2 \leq \theta \leq \theta_b \end{cases} \quad (3.15)$$

이다.

고정자에 코일 권선을 위한 슬롯이 존재하면 회전 위치에 따라 공극의 길이와 자기저항이 달라진다. 이러한 고정자 슬롯 역시 공극의 자속밀도 분포에 영향을 주어 슬롯 주위에서 자속밀도가 국부적으로 증가 또는 감소하는 현상이 발생한다. 고정자 슬롯에 의한 공극자속밀도는 다음과 같이 계산 가능하다[52].

$$B_{gs}(\theta) = K_{sl}(\theta)B_g(\theta) \quad (3.16)$$

여기에서,  $B_{gs}(\theta)$ 와  $B_g(\theta)$ 는 각각 슬롯의 유무에 따른 공극자속밀도의 분포를 나타내는 함수이며,  $K_{sl}(\theta)$ 는 슬롯 보정 계수(Slot correction factor or Relative permeance)로서, 슬롯의 유무에 따른 공극 길이의 비율에 의하여 계산된다.

슬롯에 의한 공극 자속 경로의 길이변화를 그림 3.8에 개념적으로 나타내었다.  $w_s$ 와  $w_t$ 는 각각 슬롯 피치와 치의 폭을 나타낸다. 고정자 치의 양 단부에서 자속 경로의 길이가 점차 증가하며, 이는 공극 길이의 증가를 의미한다. 직선과 원호를 이용한 퍼미언스 모델을 이용하면 회전 위치에 따른 가변 공극의 길이를 식 (3.17)과 같이 계산할 수 있다. 이를 통한 슬롯 보정계수는 그림 3.9와 같이 표현된다.

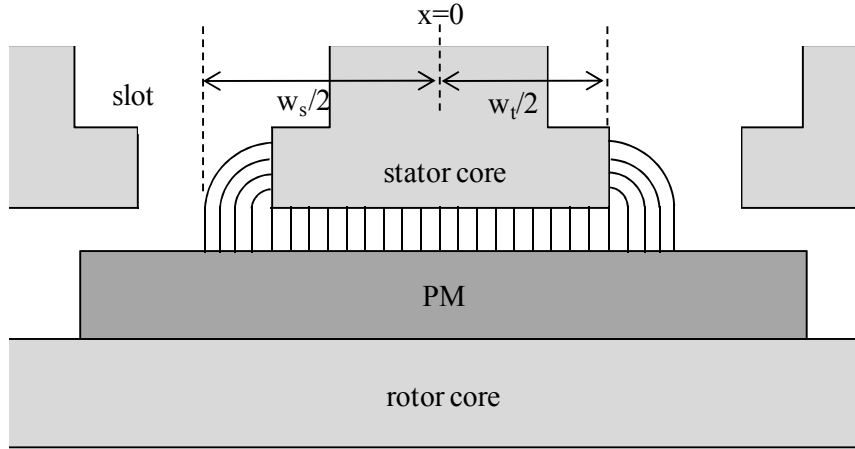


그림 3.8. 슬롯에 의한 공극 자속의 경로

Fig. 3.8. Air gap flux path by stator slots

$$g(x) = \begin{cases} g, & \text{for } -\frac{w_t}{2} \leq x \leq \frac{w_t}{2} \\ g + \frac{\pi}{2} \left( x - \frac{w_t}{2} \right), & \text{for } \frac{w_t}{2} \leq x \leq \frac{w_s}{2} \\ g - \frac{\pi}{2} \left( x + \frac{w_t}{2} \right), & \text{for } -\frac{w_s}{2} \leq x \leq -\frac{w_t}{2} \end{cases} \quad (3.17)$$

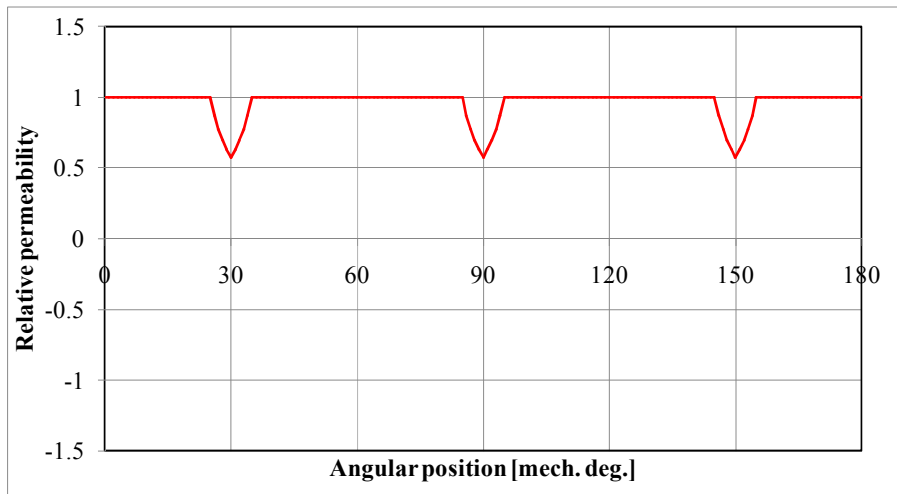


그림 3.9. 회전 위치에 따른 슬롯 보정 계수

Fig. 3.9. Slot correction factor according to the angular positions

식 (3.4)에 의하여 계산된 공극자속밀도 평균값에 프린징 함수와 슬롯 보정 계수를 적용하여 공극자속밀도의 분포를 계산하고, 이를 유한요소해석 결과와 비교하였다. 그림 3.10과 같이, 자기등가회로를 이용하여 계산한 공극자속밀도의 전반적인 크기와 분포가 유한요소해석 결과와 매우 유사함을 확인하였다. 다만, 반경방향의 자속 성분을 고려할 수 있는 등가회로 모델의 특성상 슬롯의 양 단부에서 집중되는 원주방향 자속을 정확히 고려할 수 없기 때문에, 해당 부분에서는 다소 차이를 보이는 것을 알 수 있다.

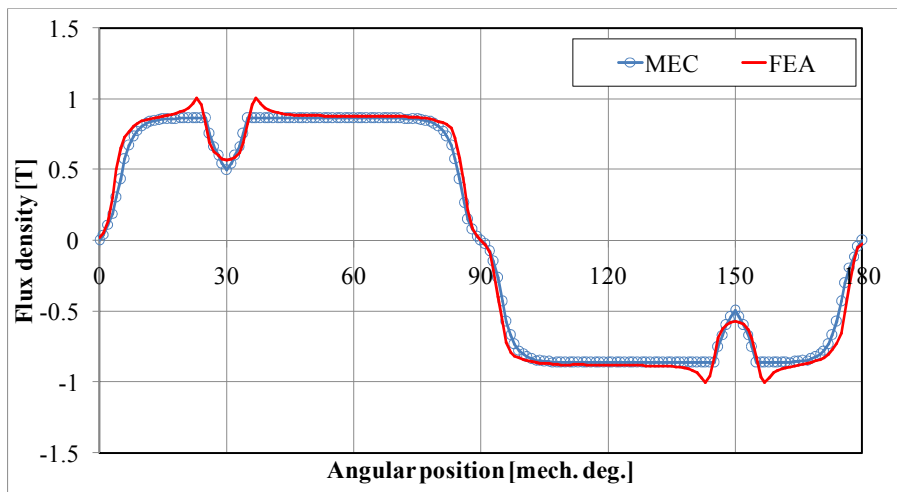


그림 3.10. 공극자속밀도 비교

Fig. 3.10. Comparison of air gap flux density distribution

### 3.1.3 쇄교자속 및 역기전압 계산

패러데이 법칙에 의하여 역기전압은 식 (3.18)과 같이 공극자속밀도로부터 계산 가능하다.

$$E = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d\theta_e}{dt} \frac{d\lambda}{d\theta_e} = \dot{\theta}_e N_{ph} \frac{d\Phi_{teeth}}{d\theta_e} = \dot{\theta}_e N_{ph} \frac{dB_g}{d\theta_e} w_t L \quad (3.18)$$

여기에서  $\lambda$ 는 쇄교자속,  $N_{ph}$ 는 상당직렬 턴수,  $\Phi_{teeth}$ 는 고정자 치에 흐르는 자속을 나타내고,  $\theta_e$ 와  $\dot{\theta}_e$ 는 각각 각위치와 각속도를 의미한다. 식 (3.18)의  $B_g$ 는 그림 3.11과 같이 해당 슬롯 피치내의 공극자속밀도의 평균값으로부터 계산된다. 계산된  $B_g$ 에 고정자 치폭과 적층 길이를 곱하여 치 자속을 계산하고, 계산된 치 자속에 상당 직렬턴수를 곱하면 한 점에서의 쇄교자속 값이 계산된다.

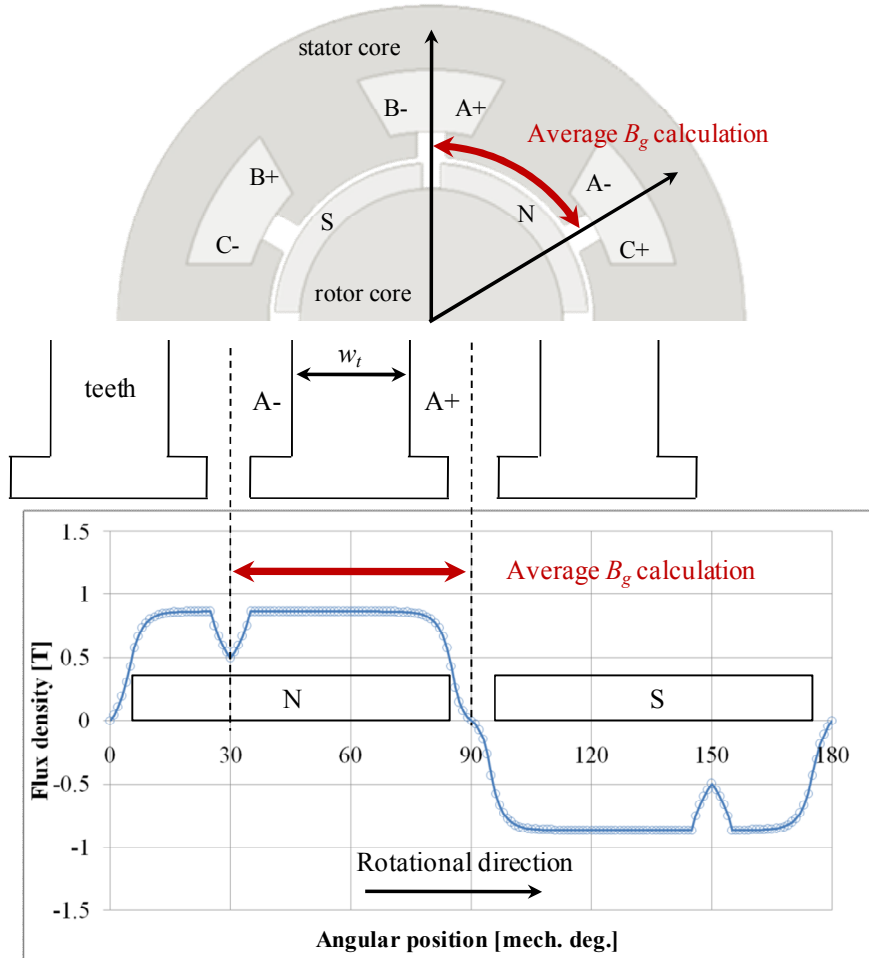


그림 3.11. 치 자속밀도의 계산을 위한 공극자속밀도의 평균값 산정

Fig. 3.11. Calculation of average air gap flux density

회전자가 회전하면, 고정자와 회전자의 상대적 위치변화에 의하여 공극자속밀도의 파형은 그림 3.12와 같이 회전방향으로 이동한다. 즉, 회전자의 위치에 따라 공극자속밀도의 평균값은 달라지며, 이에 따라 계산되는 쇄교자속의 크기 또한 그림 3.13과 같이 회전자의 위치에 따라 달라진다. 최종적으로 역기전압은 쇄교자속의 위치에 따른 변화율과 회전자의 각속도 의해 계산 가능하며, 계산 결과를 유한요소해석 결과와 비교하여 그림 3.14에 나타내었다. 역기전압의 크기와 고조파 분석 결과는 수치해석 결과와 커다란 차이를 보이지 않았으며, 결과적으로 본 논문에서 제시하고 있는 자기등가회로를 이용한 해석방법의 정확성과 유용성을 확인할 수 있다.

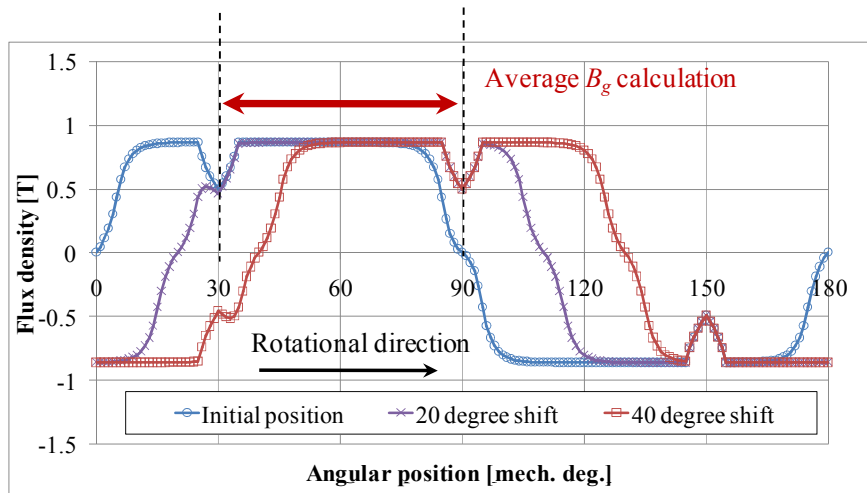


그림 3.12. 회전자의 상대적 위치에 따른 공극자속밀도  
Fig. 3.12. Flux density distribution according to the angular rotor positions

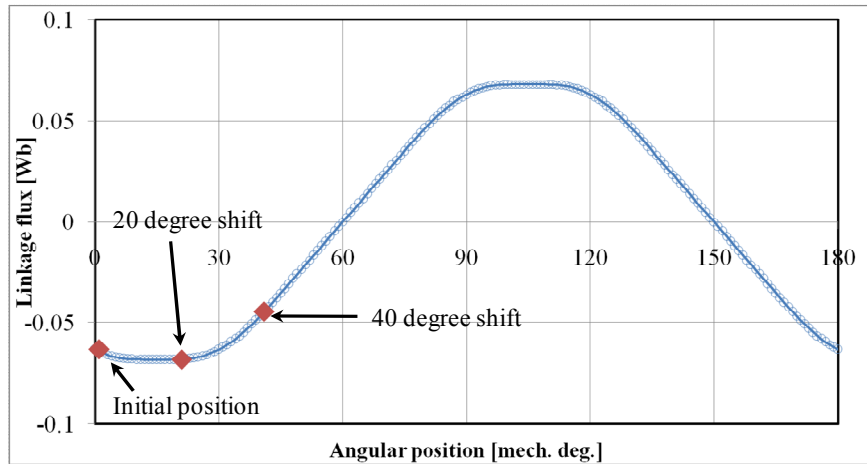
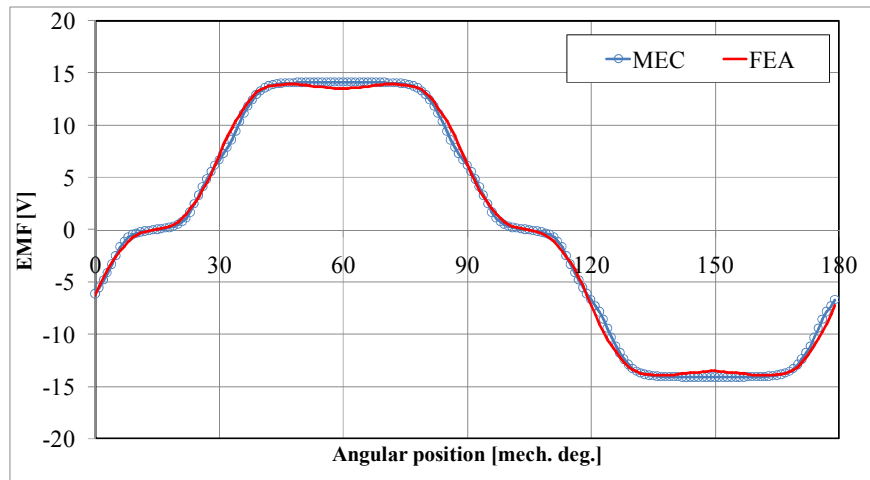
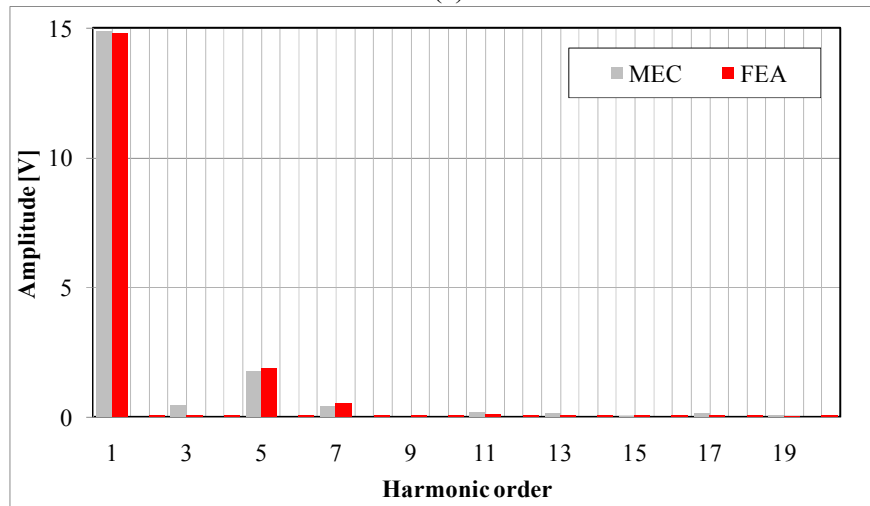


그림 3.13. 회전자 위치 변화에 따른 쇄교자속  
Fig. 3.13. Calculated linkage flux at every rotor positions



(a)



(b)

그림 3.14. 역기전압 비교(1,000r/min); (a) 파형 (b) 고조파 크기  
Fig. 3.14. Comparison of back EMF (1,000r/min); (a) waveform, (b) harmonics

## 3.2 회전자 오버행에 따른 특성해석

회전자의 오버행 구조는 기본적으로 영구자석 전동기의 공극 자속밀도를 증대시키기 위한 목적으로 사용된다[39]-[44], [68]-[70]. 오버행 구조에 의한 공극자속밀도의 증가는 쇠교자속과 역기전압의 크기를 증대시키고, 이는 다시 전동기의 토크와 출력의 증대로 이어진다. 이와 함께 영구자석의 위치 감지를 위한 목적으로 오버행 구조의 회전자가 활용되기도 한다. 즉, 회전자의 위치에 따른 입력전류의 적절한 전환 시점을 판단하기 위하여, 홀 IC나 홀 소자와 같은 센서를 회전자의 외측에 설치하고 오버행된 영구자석으로부터 발생하는 자속을 감지한다. 별도의 위치 감지용 영구자석을 추가하지 않고 회전자 영구자석을 직접 이용하는 방식이다.

본 논문에서는 공극자속밀도의 증대와 회전자 위치 감지의 두 가지 목적을 위하여 회전자에 오버행 구조를 적용하였다. 고정자 조립시, 다수의 슬롯에 권선된 코일의 결선 작업을 위하여 축방향으로 어느 정도의 물리적 공간이 필요하다. 보통 고정자 철심의 상단에서 코일의 결선을 구성하는데, 오버행을 적용하여 회전자측의 여유공간을 활용하면 추가적인 공극자속밀도의 확보가 가능하다. 이와 동시에 상단으로 돌출된 영구자석으로부터 발생하는 자속의 일부를 회전자의 위치 감지에 이용한다.

오버행 효과 분석을 위하여 개선된 자기등가회로 모델을 이용하였다. 오버행 회전자가 적용된 전동기의 반경 및 축방향 자속의 흐름을 분석하고, 2차원 자기등가 모델로 계산하기 위한 유효 오버행 길이의 산출 기법을 제안하여 3차원 오버행 구조를 효과적으로 반영하고자 하였다.

### 3.2.1 유효 오버행 길이

전술한 바와 같이, 본 논문에서 기술하고 있는 전동기는 공극 자속밀도의 증대와 회전자의 위치 감지를 목적으로 단방향의 비대칭 오버행(Asymmetrical overhang)이 적용된 형태이다. 우선 해석모델을 그림 3.15와 같이 두 부분으로 구분하였다. 파트 I과 II는 각각 비오버행과 오버행 부분을 나타낸다.

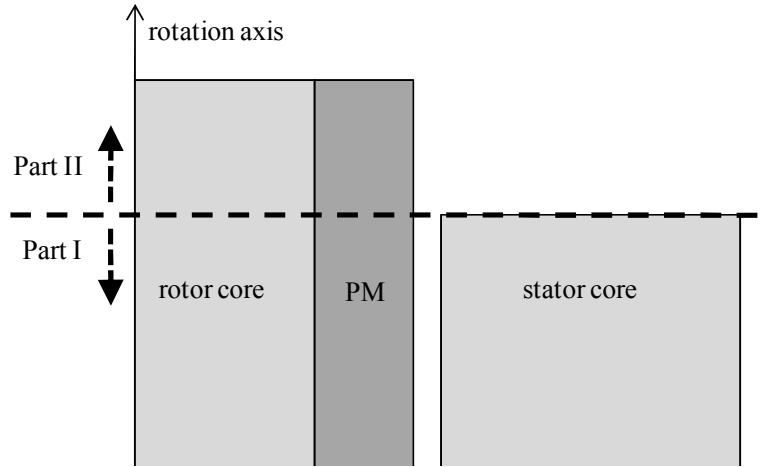


그림 3.15. 오버행 효과 분석을 해석 영역 분리  
Fig. 3.15. Two separated regions for the overhang effect analysis

오버행 구조를 갖는 전동기에서 공극자속밀도의 산정은 쉽지 않다. 보다 정확히 표현하자면, 공극 단면적을 명확하게 규정하기 어렵다. 따라서 공극자속의 밀도보다는 공극의 자속 자체를 이용하여 오버행 효과를 표현하는 것이 보다 합리적이고 용이하다고 할 수 있다. 발생하는 전체 자속은 파트 I과 II의 자속의 합으로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$\Phi_{total} = \Phi_{part I} + \Phi_{part II} \quad (3.19)$$

$\Phi_{part I}$  은 식 (3.1)에 의하여 쉽게 계산이 가능하다.  $\Phi_{part II}$  를 계산하기 위하여 우선 3차원 유한요소해석을 통하여 파트 II에서 발생하는 자속의 패턴을 분석하였다. 그림 3.16은 측면에서 바라본 해석 모델의 자속밀도 벡터도를 나타낸다. 영구자석으로부터 발생한 자속의 일부는 고정자 철심으로 들어가지만 또 다른 일부는 누설되어 고정자 슬롯에 쇄교하지 못하고 공극을 지나 회전자 철심으로 순환한다. 다시 말해서, 영구자석의 실제 오버행 길이에 해당하는 만큼 전체 쇄교자속이 증가하지 못하고, 축방향으로 자속의 일부가 누설된다. 이와 같은 실제적인 자속의 흐름과 증가량을 정확히 반영하기 위하여, 유효 오버행 길이를 제안하고 공극을 비롯한 자기저항을 계산하였다.



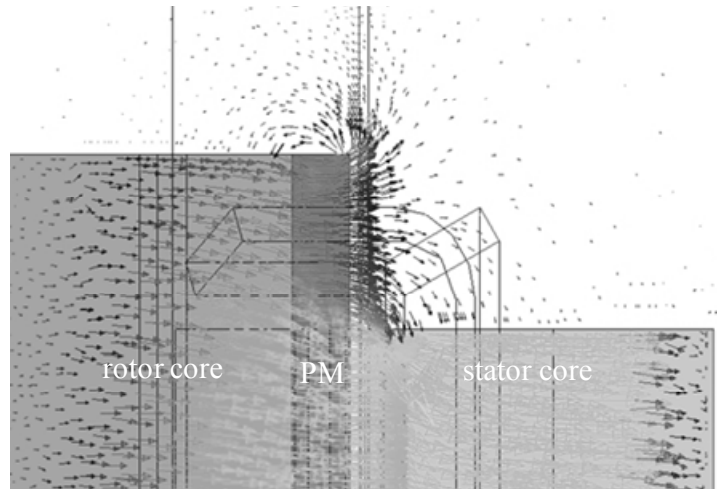


그림 3.16. 3차원 FEA를 통한 오버행 영역의 자속밀도 벡터도(측면도)  
Fig. 3.16. Vector plot of magnetic flux density in part II by using 3D FEA (side view)

그림 3.17은 누설자속과 쇄교자속, 실제 오버행 길이와 유효 오버행 길이를 표현하기 위해 그림 3.16을 단순화하여 나타낸 퍼미언스 (Permeance) 모델이다. 영구자석의 표면으로부터 발생하는 전체 자속은 회전자와 고정자 철심이 위치한 위와 아래 방향으로 나누어지며, 이 자속은 각각 누설자속과 쇄교자속을 의미한다. 영구자석 표면의 임의의 위치에 대하여, 영구자석에서 발생한 자속은 그림 3.17에 나타난 두 자속의 경로 중 길이가 더 짧은 경로를 따라 이동한다. 예를 들어, 영구자석 오버행의 가장 윗부분에서는 누설자속의 경로가 쇄교자속의 경로보다 훨씬 짧기 때문에, 이 부분에서 발생하는 자속은 누설자속으로 간주한다.

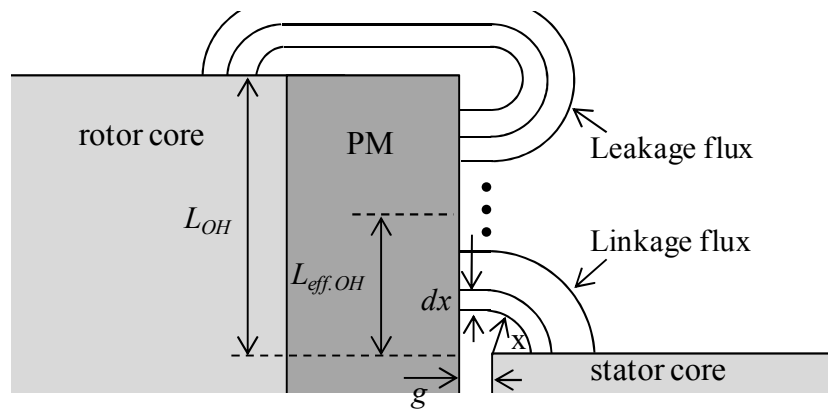


그림 3.17. 오버행 영역의 간략화된 자속경로 모델  
Fig. 3.17. Simplified flux distribution of the overhang region

고정자 철심쪽에 가까운 위치(높이)일수록 누설자속의 경로는 점점 길어지고, 쇠교자속의 경로는 짧아진다. 결국 특정 위치에서 두 자속의 경로는 같아지게 되며, 그 부분에서 유효 오버행 길이가 결정된다. 이를 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$g + \frac{\pi}{2} L_{eff.OH} = g + H_{PM} + \frac{3}{2} \pi (L_{OH} - L_{eff.OH}) \quad (3.20)$$

여기에서,  $L_{OH}$  와  $L_{eff.OH}$ 는 각각 실제 및 유효 오버행 길이를 나타낸다. 따라서 제안된 유효 오버행 길이는 다음과 같이 계산 가능하다.

$$L_{eff.OH} = \frac{1}{2\pi} H_{PM} + \frac{3}{4} L_{OH} \quad (3.21)$$

식 (3.21)에 의해 계산된 유효 오버행 길이를 이용하여, 파트 II의 공극 퍼미언스는 식 (3.9) 및 (3.10)과 같은 방법으로 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$P_{g\_part II} = \int_0^{L_{eff.OH}} \frac{\mu_0(w_m + w_f)}{g + \frac{\pi}{2}x} dx = \frac{2\mu_0(w_m + w_f)}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi L_{eff.OH}}{2g} \right) \quad (3.22)$$

따라서 공극의 자기저항  $R_{g\_part II}$ 은 아래와 같다.

$$R_{g\_part II} = \left[ \frac{2\mu_0(w_m + w_f)}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi L_{eff.OH}}{2g} \right) \right]^{-1} \quad (3.23)$$

오버행 영역에서는 영구자석과 회전자 철심 사이, 인접한 영구자석 사이에 발생하는 누설자속의 흐름이 공극길이 이내로 국한되지 않는다. 이는 그림 3.18과 같이 3차원 유한요소해석을 통한 자속밀도의 벡터도에 의해서도 확인 가능하다. 파트 II은 파트 I의 고정자 철심과 같은 물리적인 자성체가 존재하지 않기 때문에, 누설자속의 경로 역시 제한 받지 않게 된다. 따라서 파트 II에서 발생하는 두 누설자속의 경로와 양은 그림 3.19와 같이 파트 I보다 더 길고 많게 된다. 즉, 두 누설 퍼미언스 계산을 위한 적분 구간은 파트 I에서는 모두 공극길이인  $g$ 까지

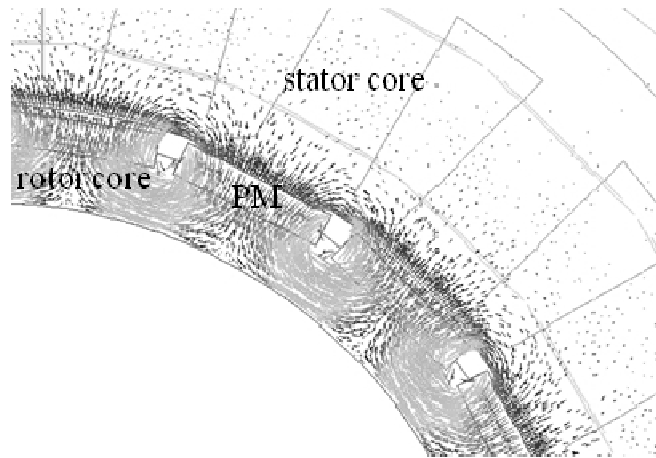


그림 3.18. 3차원 FEA를 통한 오버행 영역의 자속밀도 벡터도(평면도)  
 Fig. 3.18. Vector plot of magnetic flux density in part II by using 3D FEA (top view)

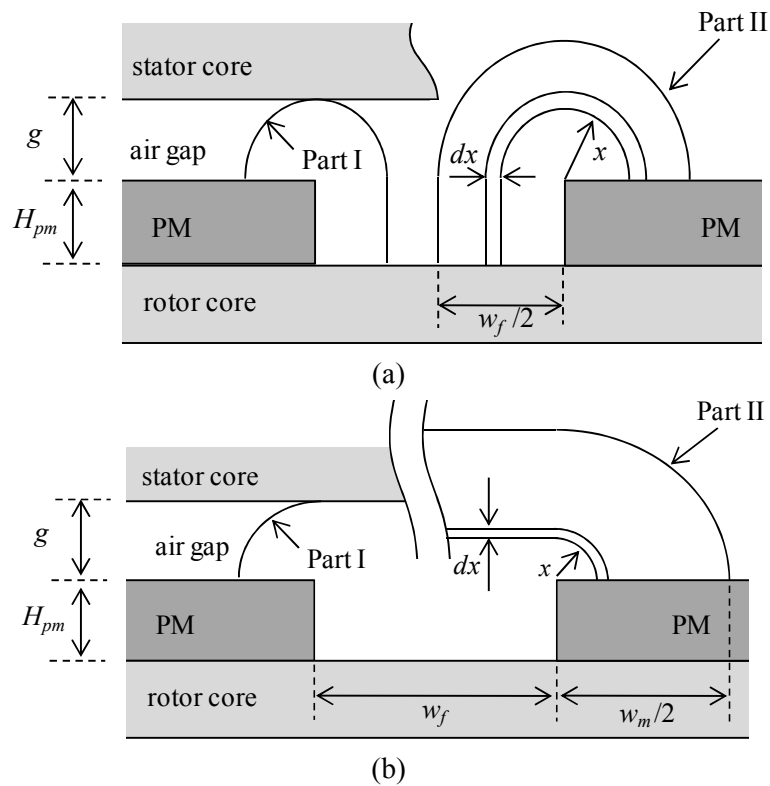


그림 3.19. 반경 방향 누설자속의 간략화 모델; (a) 자석과 회전자 철심사이의 누설자속, (b) 이웃하는 영구자석 사이의 누설자속  
 Fig. 3.19. Simplified permeance model of radial leakage flux in parts I and II; (a) magnet-to-rotor leakage flux, (b) magnet-to-magnet leakage flux

이지만 (식 (3.9)와 (3.10)), 파트 II에서는 각각  $w_f/2$ 와  $w_m/2$ 으로 증가한다. 따라서 파트 II의 각 퍼미언스는 확장된 적분구간과  $L_{eff.OH}$ 을 이용하여 식 (3.24) 및 (3.25)와 같이 계산된다.

$$P_{mr\_part\ II} = \int_0^{w_f/2} \frac{\mu_0 L_{eff.OH}}{H_{PM} + \pi x} dx = \frac{\mu_0 L_{eff.OH}}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi w_f}{2H_{PM}} \right) \quad (3.24)$$

$$P_{mm\_part\ II} = \int_0^{w_m/2} \frac{\mu_0 L_{eff.OH}}{w_f + \pi x} dx = \frac{\mu_0 L_{eff.OH}}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi w_m}{2w_f} \right) \quad (3.25)$$

결과적으로 누설자속에 의한 자기저항은 각각 아래와 같이 결정된다.

$$R_{mr\_part\ II} = \left[ \frac{\mu_0 L_{eff.OH}}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi w_f}{2H_{PM}} \right) \right]^{-1} \quad (3.26)$$

$$R_{mm\_part\ II} = \left[ \frac{\mu_0 L_{eff.OH}}{\pi} \ln \left( 1 + \frac{\pi w_m}{2w_f} \right) \right]^{-1} \quad (3.27)$$

최종적으로, 식 (3.23)과 (3.26), (3.27)을 식 (3.1)에 대입하여 파트 II의 공극자속을 계산하고 식 (3.19)에 의하여 전체 자속량을 결정하면, 회전자 오버행 효과의 분석이 가능하게 된다.

### 3.2.2 사례 분석 및 검증

오버행 효과 분석을 위해 제안한 상기 방법을 검증하고자, 해석모델의 역기전압을 계산하고 이를 3차원 유한요소해석 결과와 비교하였다. 그림 3.20과 같이 시험 모델의 회전자 오버행 길이는 0, 3, 6, 9mm로, 각각 0, 10, 20, 30%의 오버행 비율을 갖는다. 표 3.2와 같이, 회전자의 오버행 길이가 증가할수록 역기전압의 크기는 증가하지만 그 증가율은 점차 감소한다. 이는 오버행 길이의 증대가 어느 정도의 범위 내에서만 전동기 출력향상에 효율적임을 의미한다. 오버행 길이가 증가할수록 두 해석결과의 차이는 점차 증가하였지만, 최대 오차의 크기는 3% 이내로서 제안된 해석방법의 유용성과 정확성을 충분히 확인할 수 있었다.

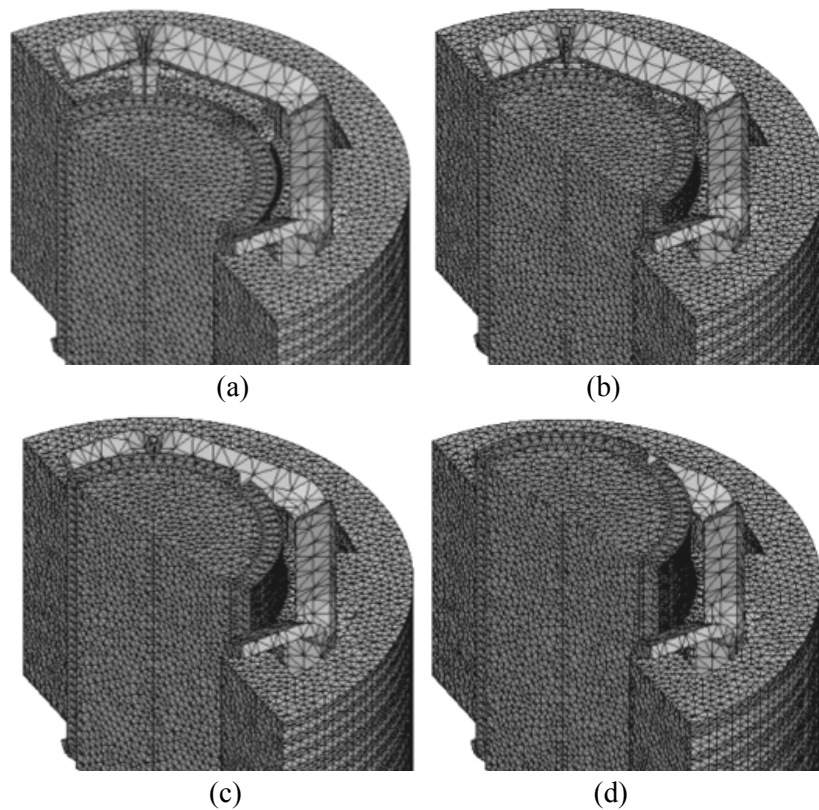


그림 3.20. 오버행 길이에 따른 3차원 FEA 모델; (a) none, (b) 3mm, (c) 6mm, (d) 9mm

Fig. 3.20. 3D FEA models with various overhang lengths: (a) none, (b) 3mm, (c) 6mm, and (d) 9mm

표 3.2. 오버행 길이에 따른 역기전압 (단위 :  $V_{peak}$ )

Table 3.2. EMF with respect to the overhang lengths (unit :  $V_{peak}$ )

오버행 길이 (mm)	MEC	3D FEA	오차 (%)
0	14.11	13.95	1.14
3	14.77	14.65	0.83
6	15.08	14.87	1.43
9	15.31	14.95	2.42

제안한 방법은 다양한 극수와 슬롯수 조합에 대해서도 적용 가능한데, 이는 그림 3.21의 계산 결과를 통해 확인할 수 있다. 또한, 오버행 비율이 동일하더라도 전동기의 적층길이가 증가할수록 오버행 효과는 감소한다는 것을 그림 3.22를 통하여 확인하였다. 이는 오버행 구조에 의하여 증가된 전체 자속 성분 중, 누설되거나 쇄교하는 자속의 상대적 비율이 적층길이에 따라 달라지기 때문이다. 이러한 결과는 그림 3.23과 같이, 동일한 형상의 전동기에 대하여 적층길이가 점차 증가할수록 실제 오버행 길이에 대한 유효 오버행 길이의 비율이 점차 감소한다는 사실에서도 확인 가능하다.

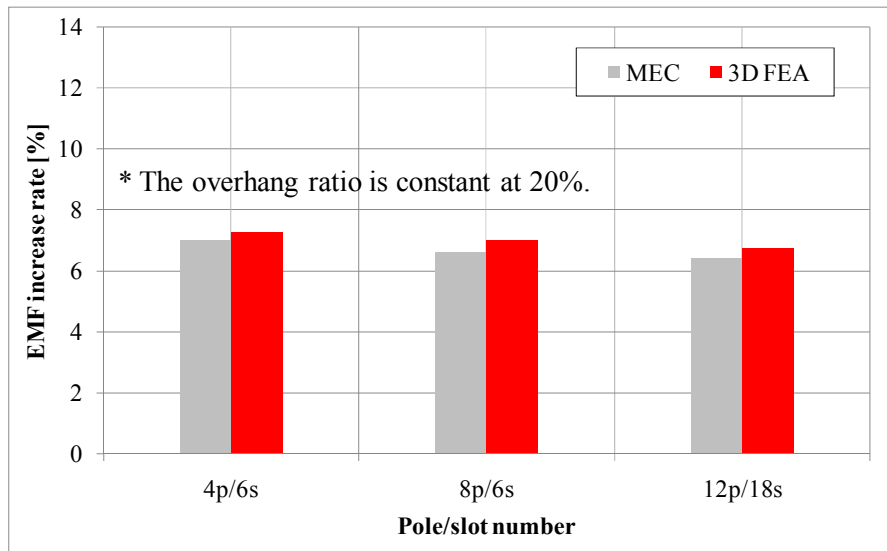


그림 3.21. 극수/슬롯수 조합에 따른 역기전압의 증가율

Fig. 3.21. EMF increase rate with respect to the pole/slot number

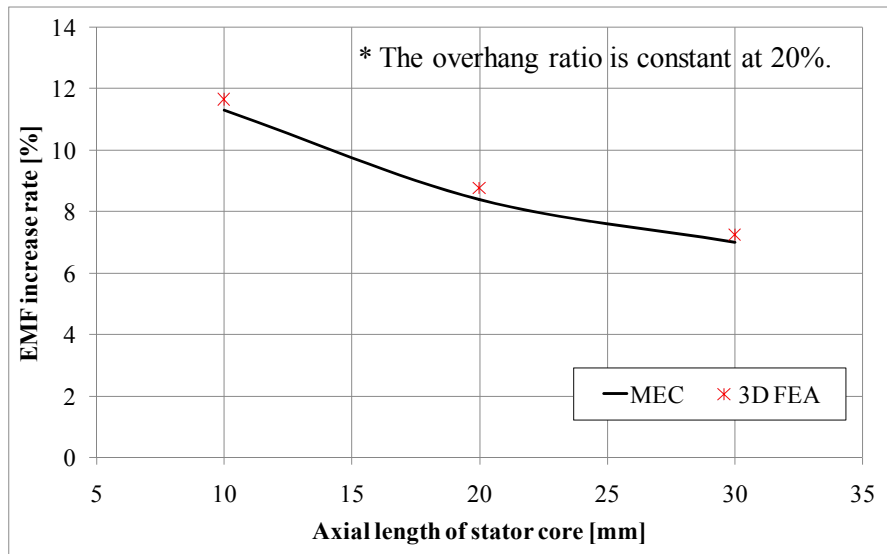


그림 3.22. 고정자 철심의 적층길이에 따른 역기전압의 증가율

Fig. 3.22. EMF increase rate with respect to the axial stack lengths

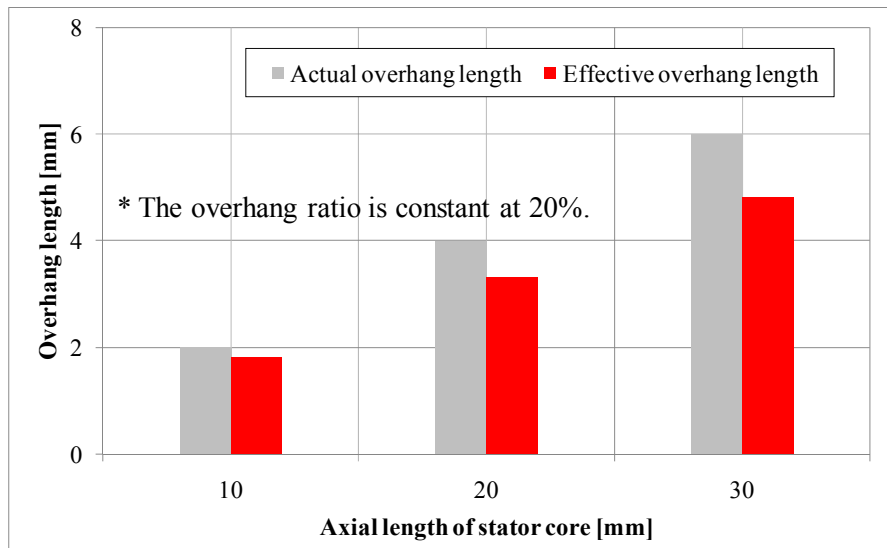


그림 3.23. 고정자 철심의 적층길이에 따른 실제 및 유효 오버행 길이

Fig. 3.23. Actual and effective overhang length with respect to the axial stack lengths

제안된 해석방법의 실험적 검증을 위하여 그림 3.24와 같이 시작품을 제작하였다. 제작된 전동기의 상세 사양은 표 3.3과 같다. 비오버행 및 오버행 구조의 회전자를 각각 제작하고 동일한 고정자와 결합하여 역기전압을 측정하였다. 그림 3.25와 같이, 1,000r/min의 속도에서 측정한 전동기의 역기전압 크기는 오버행을 적용하지 않은 경우  $2.14V_{peak}$ ,

적용한 경우  $2.29V_{peak}$ 로 나타났다. 즉, 회전자의 길이가 26mm에서 31.2mm로 20% 증가하였을 때 역기전압은 약 7% 증가하였다. 제안된 해석방법을 이용한 결과와 비교하여, 파형의 상단부 형상과 크기만 다소 차이를 보일 뿐, 전반적으로 매우 유사함을 확인할 수 있었다. 이를 통하여 제안된 방법의 해석적 및 실험적 검증을 완료할 수 있었다.

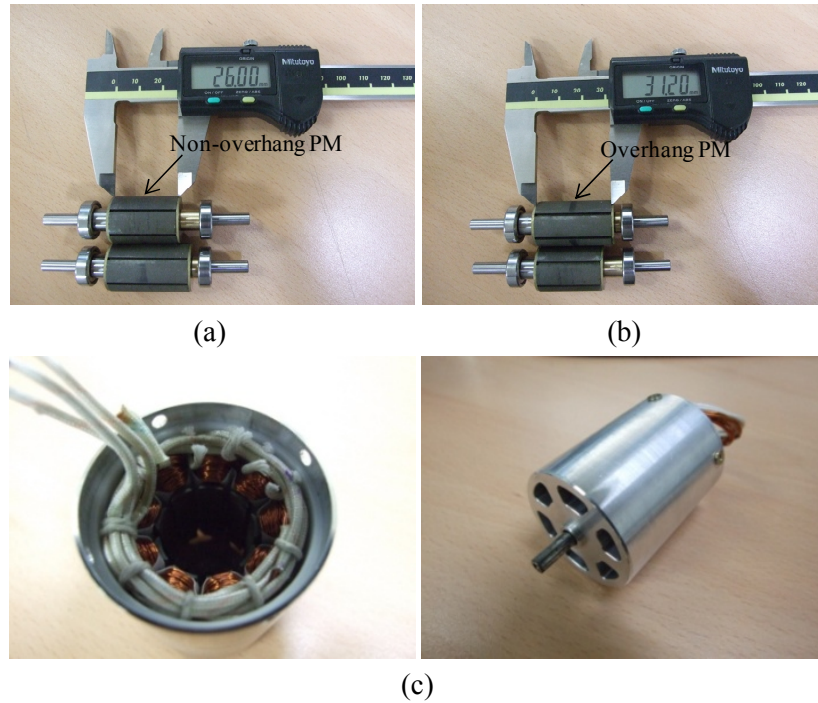


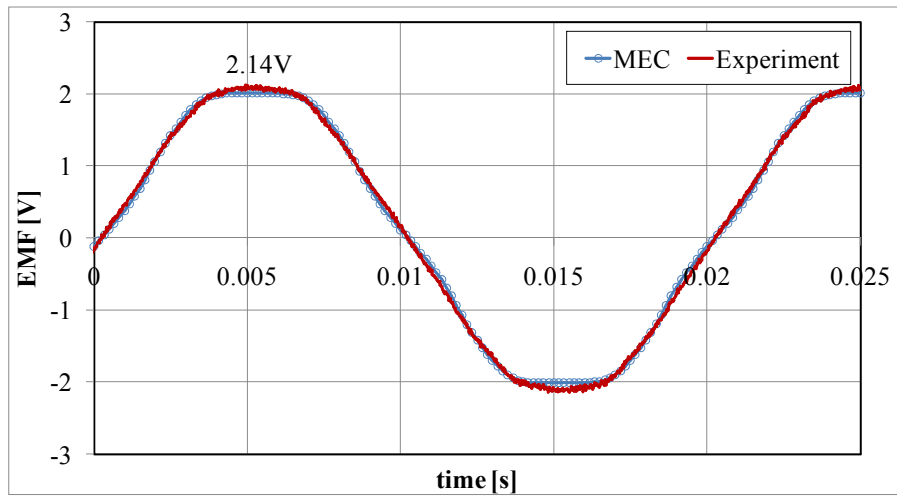
그림 3.24. 해석 검증용 시작품; (a) 비오버행 회전자, (b) 20%의 오버행 비율을 갖는 회전자, (c) 고정자와 완성품

Fig. 3.24. Manufactured motor for analysis verifications; (a) non-overhang rotor, (b) overhang rotor with the overhang ratio of 20%, (c) Assembled motor

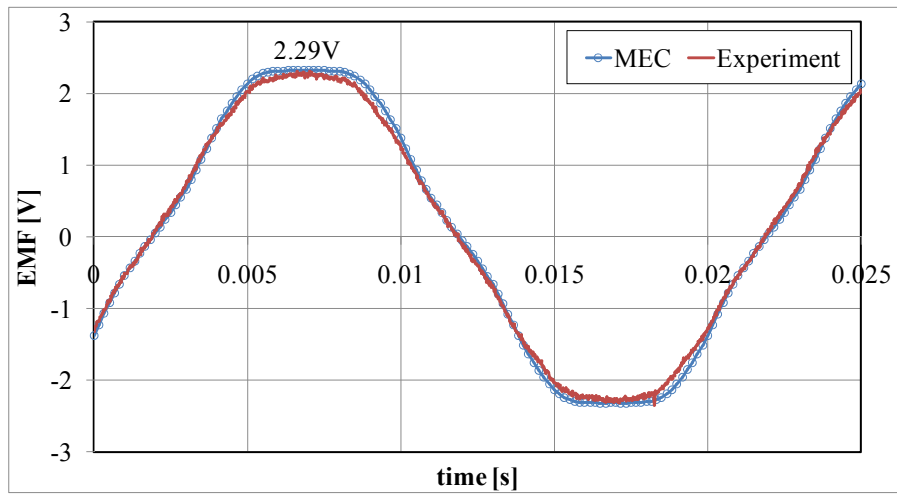
표 3.3. 해석 검증용 시작 전동기 설계사양  
Table 3.3. Specifications of the manufactured motor

Parameters	Value	Unit
극수/슬롯수	6/9	-
DC 링크전압	24	V
정격출력	100	W
정격토크	0.15	Nm
정격속도	6,000	r/min
고정자 외경	43	mm
고정자 적층길이	26	mm





(a)



(b)

그림 3.25. 역기전압 비교(1,000r/min); (a) 비오버행 모델, (b) 오버행 모델  
Fig. 3.25. Comparison of EMF (1,000r/min); (a) non-overhang model, (b) overhang model

### 3.3 철손 해석

#### 3.3.1 손실계수 산정

전동기의 철심에서 발생하는 철손은 히스테리시스와 와전류 손실로 분리하여 다음과 같이 표현 가능하다[66], [71]-[74].

$$P_{iron}[\text{W/kg}] = k_h f B_m^n + k_e f^2 B_m^2 \quad (3.28)$$

여기에서  $k_h$ 와  $k_e$ 는 각각 히스테리시스와 와전류 손실계수를 나타내며,  $B_m$ 은 자속밀도의 최대값을 나타내고  $f$ 는 자계의 주파수를 의미한다. 지수  $n$ 은 보통 1.8~2.2의 값으로 가정하지만,  $B_m$ 의 크기에 따라 일정 정도 가변하기 때문에 상수  $a_h$ 와  $b_h$ 를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{iron} = k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + k_e f^2 B_m^2 \quad (3.29)$$

식 (3.29)의 양변을  $f$ 로 각각 나누면

$$\frac{P_{iron}}{f} = k_h B_m^{a_h+b_h B_m} + k_e B_m^2 f \quad (3.30)$$

와 같이 나타낼 수 있고, 식 (3.30)의 우변은  $f$ 에 대한 1차 함수가 된다. 자속밀도 및 주파수에 대한 철손 데이터로부터 손실계수  $k_h$ 와  $k_e$  및 히스테리시스 손실상수  $a_h$ 와  $b_h$ 의 계산이 가능하다[75]. 계산을 통하여 산출한 전기강판 35PN230의 손실계수와 상수를 표 3.4에 나타내었다.

표 3.4. 35PN230 전기강판의 손실계수 및 상수

Table 3.4. Loss coefficient and constant of 35PN230

$k_e$	$k_h$	$a_h$	$b_h$
0.000082	0.016	1.71	0.026

주어진 철손 데이터로부터 결정된 철손계수와 상수를 식 (3.29)에 대입하여 주파수에 대한 철손을 재계산하였다. 그림 3.26은 50Hz 및 1000Hz의 주파수에서 계산된 결과를 실험결과와 비교한 것으로서, 철손 계산을 위한 기본식의 구성과 계수 및 상수의 결정이 실험 데이터로부터

적절하게 이루어졌음을 확인할 수 있다.

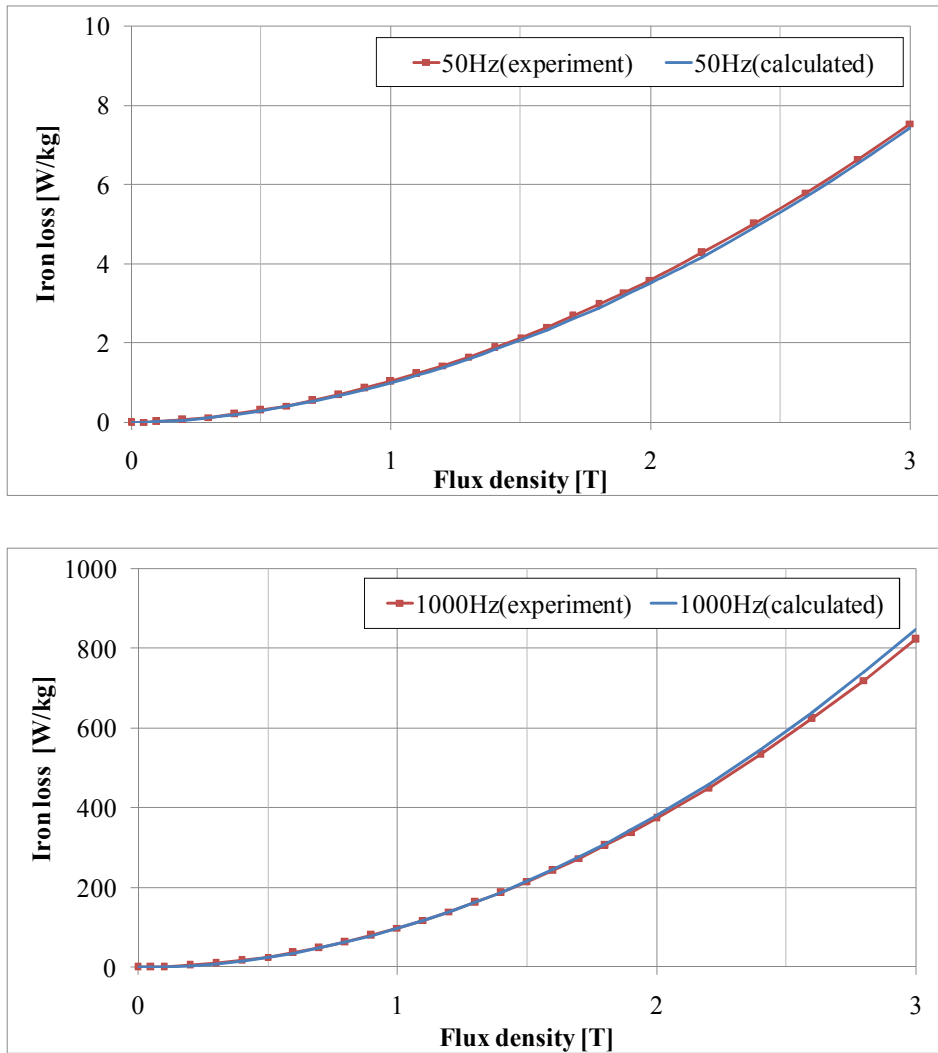


그림 3.26. 계산된 철손값과 실험값의 비교(50Hz, 1,000Hz)

Fig. 3.26. Iron loss comparison of calculated and experimental results (50Hz, 1,000Hz)

### 3.3.2 고조파 성분 및 보정계수

앞 절의 그림 3.26의 결과는 고조파 성분이 포함되지 않은 이상적인 정현파 자속을 가정한 엡스타인(Epstein) 시험방법에 의한 것이다[75]. 실제의 비정현적인 자속밀도에 의하여 주파수의 제곱에 비례하는 와전류 손실은 크게 달라지는데, 이에 따른 고조파 성분을 고려하기 위하여 식 (3.29)의 와전류 손실부분을 다음과 같이 표현할 수 있다[66], [76], [77].

$$P_{iron} = k_h f B_m^{a_h + b_h B_m} + \frac{k_e}{2\pi^2} \left( \frac{dB}{dt} \right)_{rms}^2 \quad (3.31)$$

여기에서  $(dB/dt)_{rms}$ 는 시간에 따른 자속 변화율의 실효값이다. 만약 자속밀도  $B$ 가 시간에 따라 정현적으로 변한다면,

$$B = B_m \sin(2\pi ft) \quad (3.32)$$

와 같고,  $(dB/dt)_{rms}$ 는 아래와 같이 표현 가능하다.

$$\left( \frac{dB}{dt} \right)_{rms} = \left( \frac{2\pi f}{\sqrt{2}} \right) B_m \quad (3.33)$$

즉, 자속밀도가 정현적일 경우 식 (3.31)과 (3.29)은 같은 식이 된다. 본 논문에서 다루는 표면부착형 영구자석 전동기의 경우, 회전자 철심부의 자속변화는 미미하기 때문에 고정자 철심의 철손만을 계산 대상으로 한다. 또한 고정자 치와 요크의 자속밀도 파형에 근거하여 각각의 철손을 분리하여 계산한다.

고조파 성분을 갖는 치 자속밀도의 파형은 고정자 치폭( $\alpha_u$ )과 영구자석간 거리( $\pi(1-\alpha_p)$ )의 상대적인 값에 따라 그림 3.27과 같이 세 가지의 사다리꼴 형태로 단순화하여 표현할 수 있다[66]. 이와 같은 자속밀도 파형을 이용하여 와전류 손실을 다시 계산하고 고정자 치의 철손식을 나타내면 식 (3.34)와 같다[78].

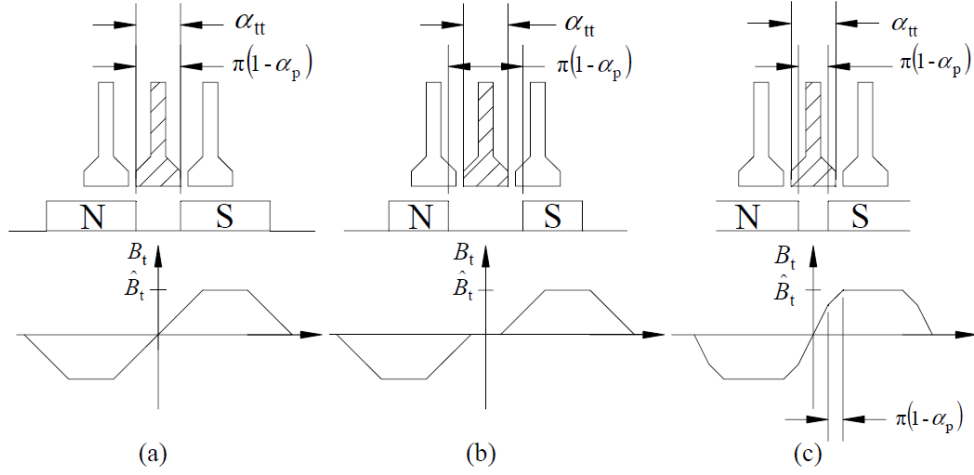


그림 3.27. 고정자 치와 영구자석 폭에 따른 치 자속밀도의 파형  
Fig. 3.27. Tooth flux density waveforms with respect to the teeth and PM width

$$P_{iron\_teeth} = \begin{cases} k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{4B_m^2 f^2 k_e}{\pi \alpha_{tt}}, & \text{if } \alpha_{tt} \leq \pi(1-\alpha_p) \\ k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{4B_m^2 f^2 k_e}{\pi \alpha_{tt}} \left( 2 - \frac{\pi(1-\alpha_p)}{\alpha_{tt}} \right), & \text{if } \alpha_{tt} > \pi(1-\alpha_p) \end{cases} \quad (3.34)$$

같은 방법으로 고정자 요크의 철손은 아래와 같이 계산 가능하다.

$$P_{iron\_yoke} = k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{8B_m^2 f^2 k_e}{\pi^2 \alpha_p} \quad (3.35)$$

고조파 성분을 비롯한 실제 자속의 변화 패턴에 따른 추가적인 손실특성을 고려하기 위하여, 본 논문에서는 보정계수를 활용하여 식 (3.34)와 (3.35)의 정확성을 향상시키고자 하였다. Chunting Mi는 수치해석기법을 이용하여 전동기의 세부 형상변화에 따른 철손을 계산하고, 이를 해석적 방법을 통한 결과와 비교/분석함으로써 다양한 보정계수를 제안하였다[72], [79]. 우선 영구자석과 공극의 길이, 슬롯 피치 간의 관계로부터 고정자 치의 와전류 손실을 보정하기 위한 계수  $k_q$ 를 그림 3.28과 같이 계산하였다. 이와 함께, 고정자 치의 폴 슈 부분에서 발생하는 원주방향 자속변화에 의한 와전류 손실을 추가적으로 고려하기 위하여, 그림 3.29와 같이 공극의 길이와 치 폭, 슬롯 피치 등을 이용한 보정계수  $k_c$ 를 산정하였다.

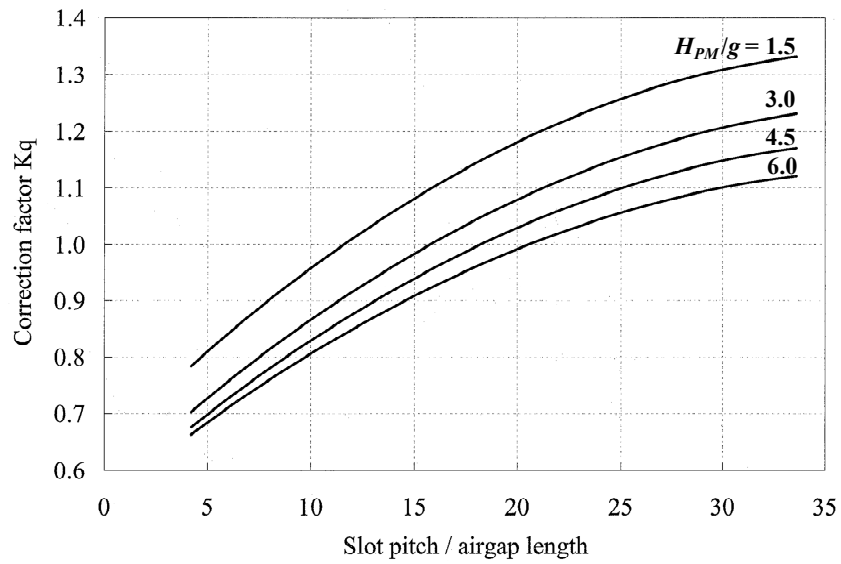


그림 3.28. 전동기 형상에 따른 보정계수  $k_q$ [79]

Fig. 3.28. Correction factor  $k_q$  as a function of motor geometry[79]

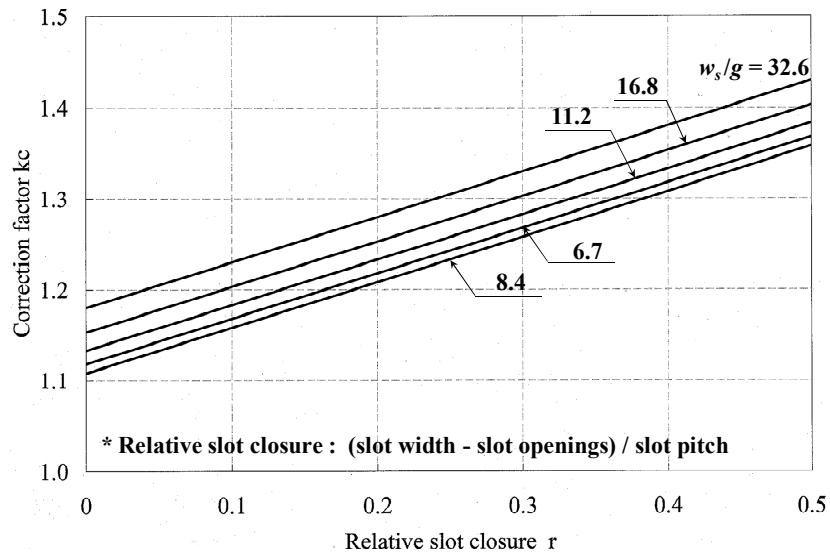


그림 3.29. 슬롯의 세부 형상에 따른 보정계수  $k_c$ [79]

Fig. 3.29. Correction factor  $k_c$  with regard to slot closure [79]

이로부터, 전동기의 세부형상과 원주방향 자속밀도의 변화에 따른 추가적인 와전류 손실을 포함하는 고정자 치의 철손은 식 (3.36)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{iron\_teeth} = \begin{cases} k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{4B_m^2 f^2 k_e k_q k_c}{\pi \alpha_u}, & \text{if } \alpha_u \leq \pi(1-\alpha_p) \\ k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{4B_m^2 f^2 k_e k_q k_c}{\pi \alpha_u} \left( 2 - \frac{\pi(1-\alpha_p)}{\alpha_u} \right), & \text{if } \alpha_u > \pi(1-\alpha_p) \end{cases} \quad (3.36)$$

고정자 요크의 경우에는 반경방향의 자속변화에 의한 와전류 손실을 추가적으로 고려하기 위한 보정계수를 이용하여 식 (3.37)과 같이 철손을 계산하였다.

$$P_{iron\_yoke} = k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{8B_m^2 f^2 k_e k_r}{\pi^2 \alpha_p} \quad (3.37)$$

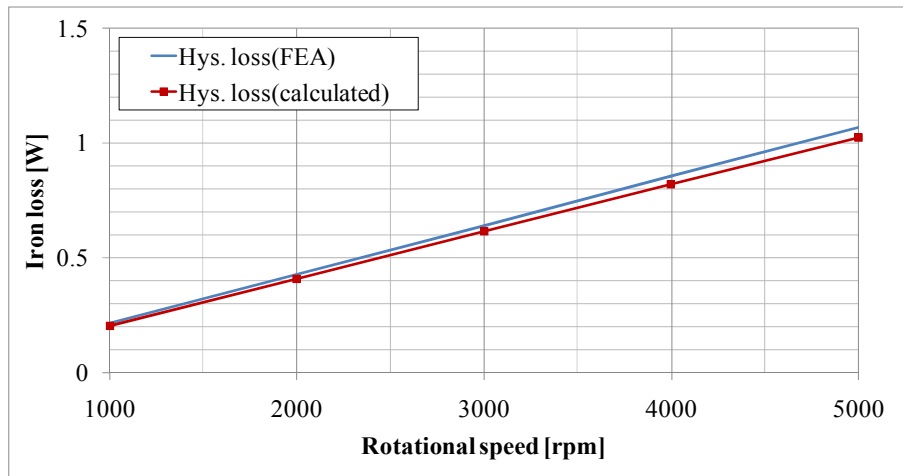
보정계수  $k_r$ 는 다음과 같이 계산된다.

$$k_r = 1 + \frac{8k_q w_{sy}^2}{27\alpha_p q_s w_s^2} \quad (3.38)$$

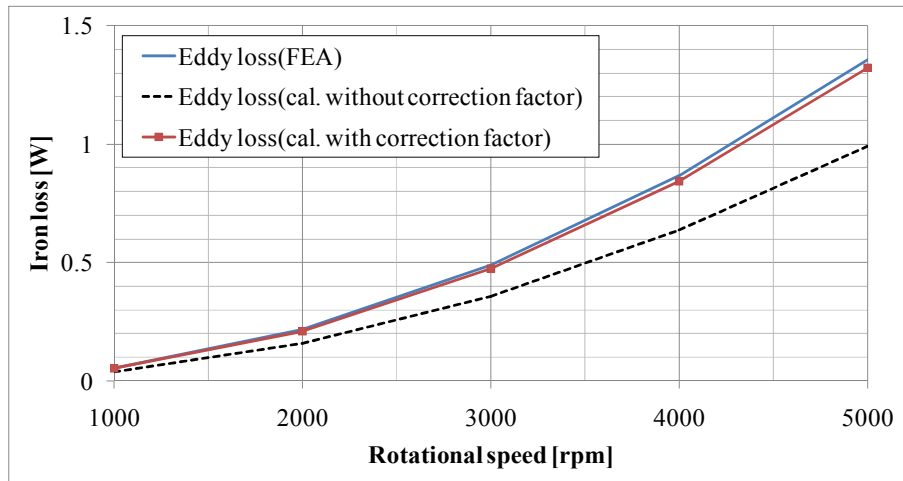
여기에서  $w_{sy}$ 는 요크의 두께이고,  $q_s$ 는 매극매상의 슬롯수이다. 고정자의 치폭이 영구자석 사이의 간격보다 큰 일반적인 다극/다슬롯 구조를 갖는 전동기의 최종적인 고정자 철손을 정리하여 표현하면 식 (3.39)와 같다.

$$P_{iron}[W] = \left[ k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{4B_m^2 f^2 k_e k_q k_c}{\pi \alpha_u} \left( 2 - \frac{\pi(1-\alpha_p)}{\alpha_u} \right) \right] W_t + \left[ k_h f B_m^{a_h+b_h B_m} + \frac{8B_m^2 f^2 k_e k_r}{\pi^2 \alpha_p} \right] W_y \quad (3.39)$$

식 (3.39) 우변의 첫번째 항과 두번째 항은 각각 고정자 치와 요크의 철손을 나타내며,  $W_t$ 와  $W_y$ 는 각각 치와 요크의 중량을 의미한다. 도출된 철손 계산식을 이용하여 그림 3.1에 제시된 해석모델의 속도 변화에 따른 무부하 철손을 계산하고, 이를 유한요소해석 결과와 비교하여 그림 3.30에 나타내었다. 히스테리시스 손실과 와전류 손실 모두 수치해석 결과와 매우 유사함을 확인하였으며, 와전류 손실의 경우 고조파 성분을 고려하고 추가적인 보정계수를 적용함으로써, 수치해석결과에 더욱 근접한 결과를 얻을 수 있었다.



(a)



(b)

그림 3.30. 철손 계산결과 비교; (a)히스테리시스 손실, (b) 와전류 손실  
Fig. 3.30. Comparison of iron loss; (a) hysteresis loss, (b) eddy current loss



### 3.3.3 부하시 자속밀도 계산

부하시에는 영구자석으로부터 발생하는 자속에 추가적으로 권선 기자력에 의한 자속이 더해지면서, 고정자 철심의 자속 밀도가 증가한다. 부하시 정확한 철손 계산을 위해서는 이러한 기자력에 의한 자속량과 자속밀도의 증가를 정확히 산정하는 것이 필요하다. 자기등가회로에 관한 기존 연구들은 무부하 공극자속밀도의 계산 기법에 관한 것이 대부분이었다[29], [30], [80]-[84]. 부하특성을 고려한 일부 연구의 경우, 회전자의 위치에 따라 회로를 재구성하고 이에 따른 전류의 변화를 고려하여, 구성된 회로를 반복적으로 해석하였다[32], [33], [45]. 이러한 방법은 보다 정확한 공극자속밀도의 분포 계산을 가능하게 하는 장점이 있으나, 정확도에 비례하여 회로가 복잡해질 뿐만 아니라 계산시간도 크게 증가하기 때문에, 등가회로 모델의 대표적인 강점 중 하나인 간편성과 계산시간의 단축 측면에서 불리하다.

본 논문에서는 영구자석과 전류의 두 가지 자기 소스(Magnetic source)에 의한 등가회로를 분리하여 구성하고, 이를 독립적으로 분석하여 서로 통합하는 방식으로 부하시 철심의 자속밀도를 계산하였다. 이는 중첩의 원리를 이용한 회로해석과 유사한 개념으로서, 복잡한 자속의 흐름을 간단하고 효과적으로 분석할 수 있다. 영구자석과 전류의 단일 여자(Single excitation) 상태에서 계산한 고정자 치 임의 요소의 자속밀도를 그림 3.31에 나타내었다. 두 소스에 의한 자속밀도 파형의 주기는 동일하며, 별도의 전류 위상각 제어를 하지 않을 경우 전기적

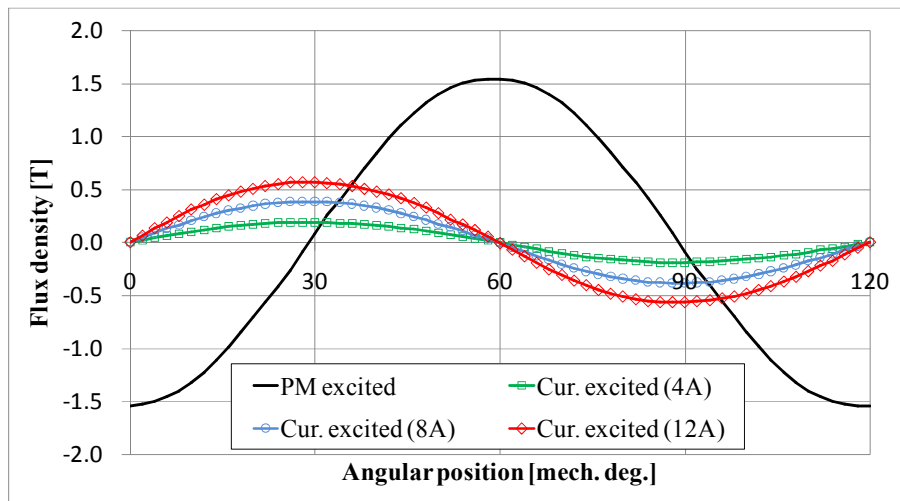


그림 3.31. 영구자석 및 전류의 단일 여자시 치 자속밀도

Fig. 3.31. Tooth flux density for PM and current single excitation

으로 90도의 위상차를 갖는 것을 알 수 있다. 또한 자속밀도의 크기는 입력 전류의 크기에 비례함을 예측할 수 있다. 이러한 단일 여자시 두 자속 밀도의 합과 이중 여자(부하)시 자속 밀도의 크기를 비교하면 그림 3.32와 같이 두 결과가 상당히 유사함을 알 수 있다. 물론 전류 인가에 따른 고정자 철심의 포화가 발생하지 않는 상황을 가정한 것으로서, 극심한 자기포화가 발생하지 않는다면 부하시 자속밀도는 영구자석과 전류의 단일 여자상태로 각각 분리하여 간편하게 계산이 가능함을 의미한다.

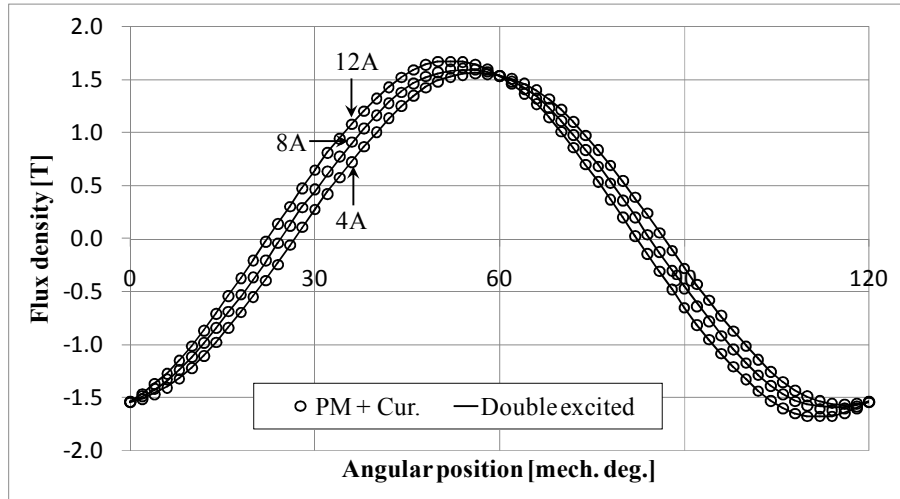


그림 3.32. 단일 및 이중 여자시 치 자속밀도

Fig. 3.32. Tooth flux density for single and double excitation

그림 3.2의 자기등가회로 모델로부터 수정된 새로운 등가 모델을 이용하여 전류 단일 여자시의 자속밀도를 계산하였다. 수정된 자기회로에는 기존 회로의 영구자석에 의한 전류원 소스를 제거하는 대신, 고정자 권선의 기자력을 표현하기 위한 전압원 소스를 새롭게 추가하였다. 또한 이웃하는 고정자 치와 폴 슈 사이의 누설자속, 영구자석이 제거된 공극을 별도의 자기저항으로 각각 모델링 하였다.

구성된 등가 모델은 그림 3.33과 같다.  $Ni$ 는 전술한 전압원을 나타내고,  $R_{l-teeth}$ 와  $R_{l-shoe}$ 는 각각 이웃하는 치와 폴 슈에서 발생하는 누설자속에 의한 자기저항을 나타낸다. 해석의 주기조건을 고려하기 위하여 회로의 상하측에 각각  $R_{yoke}$ 와  $R_{l-teeth}$ ,  $R_{l-shoe}$ 를 추가하였다. 구성된 회로를 그림 3.34와 같이 변환한 후, 고정자 치의 자속밀도 계산을 위하여 그림 3.35와 같이 단순화하여 표현하였다. 즉, 고정자 치와 이를 제외한 다른 부분의 자기저항을 별도의 그룹으로 묶어 회로를 간략화 하였다.

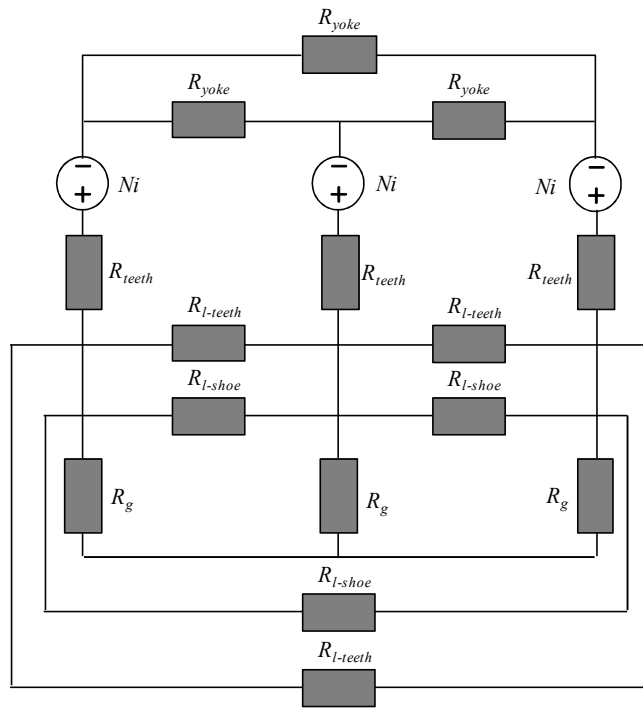


그림 3.33. 전류 단일 여자시 자기등가회로

Fig. 3.33. Magnetic equivalent circuit for current single excitation

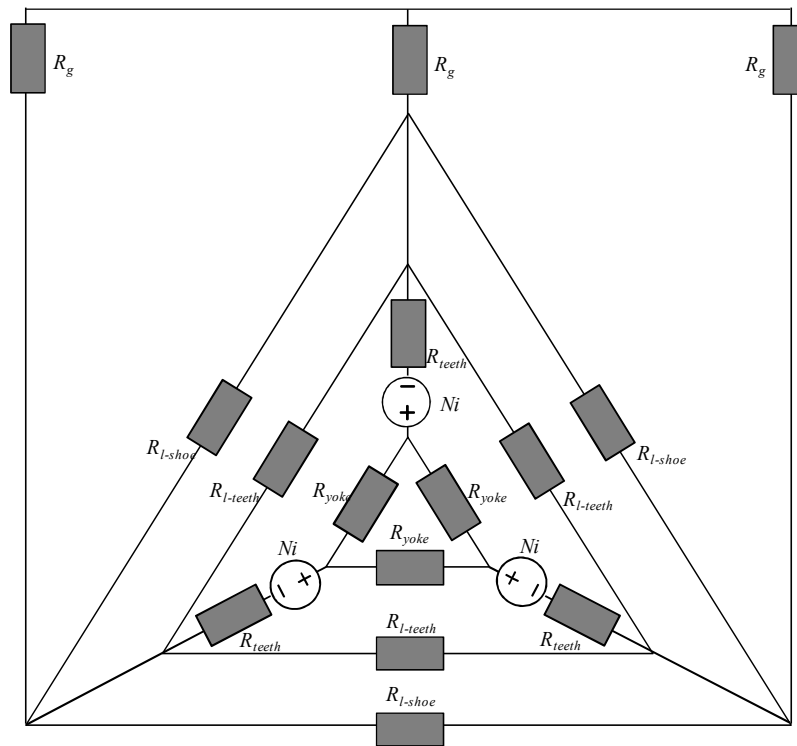


그림 3.34. 그림 3.33의 변환 회로

Fig. 3.34. A converted form of Fig. 3.33

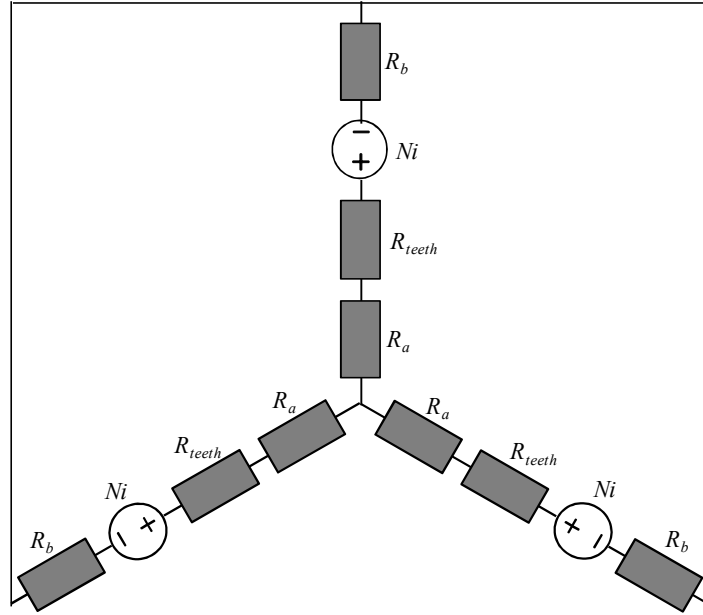


그림 3.35. 그림 3.34의 간략화된 회로

Fig. 3.35. A reduced form of Fig. 3.34

그림 3.35에서  $R_a$ 와  $R_b$ 는 각각

$$R_a = \frac{1}{3} R_{yoke} \quad (3.40)$$

$$R_b = \frac{1}{3} (R_{l-teeth} \parallel R_{l-shoe} \parallel 3R_g) \quad (3.41)$$

이고, 고정자 치를 지나는 자속은 다음과 같이 계산된다.

$$\phi_{teeth} = Ni / (R_a + R_{teeth} + R_b) \quad (3.42)$$

그림 3.1의 예시 모델에 대하여, 영구자석과 전류의 단일 및 이중 여자시 전동기의 회전에 따른 고정자 치의 자속밀도를 계산하여 그림 3.36에 나타내었다. 등가회로를 이용하여 계산한 단일 여자 해석결과의 합과 유한요소해석을 이용한 이중 여자 결과값이 매우 유사한 것을 확인할 수 있고, 정현파를 비롯한 구형파 입력전류 인가시에도 유효한 결과를 확인하였다. 고정자 요크의 자속밀도 역시 치와 같은 방법으로 계산 가능하다.

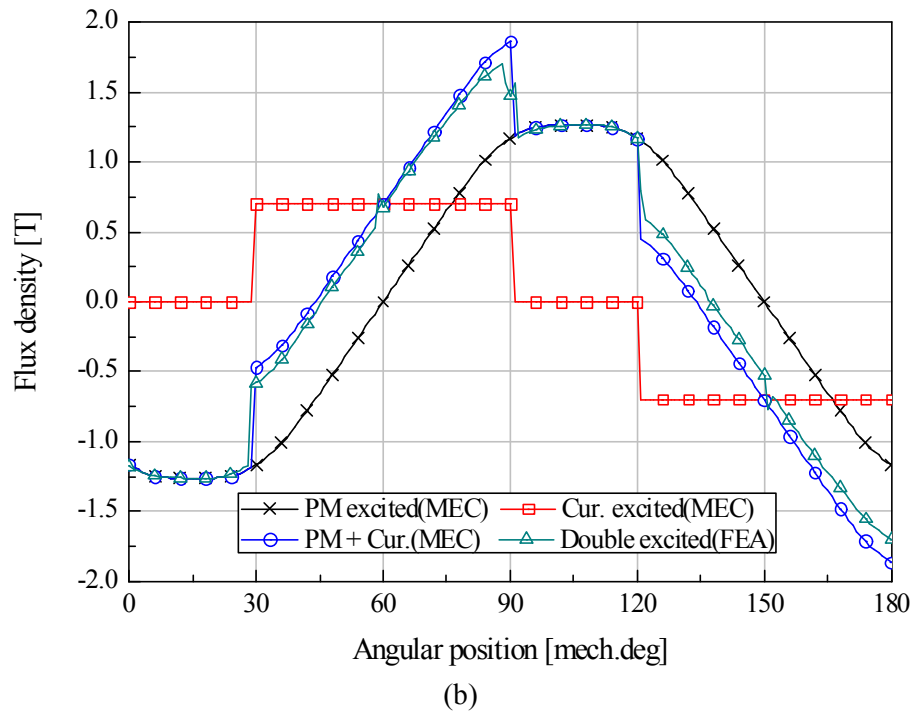
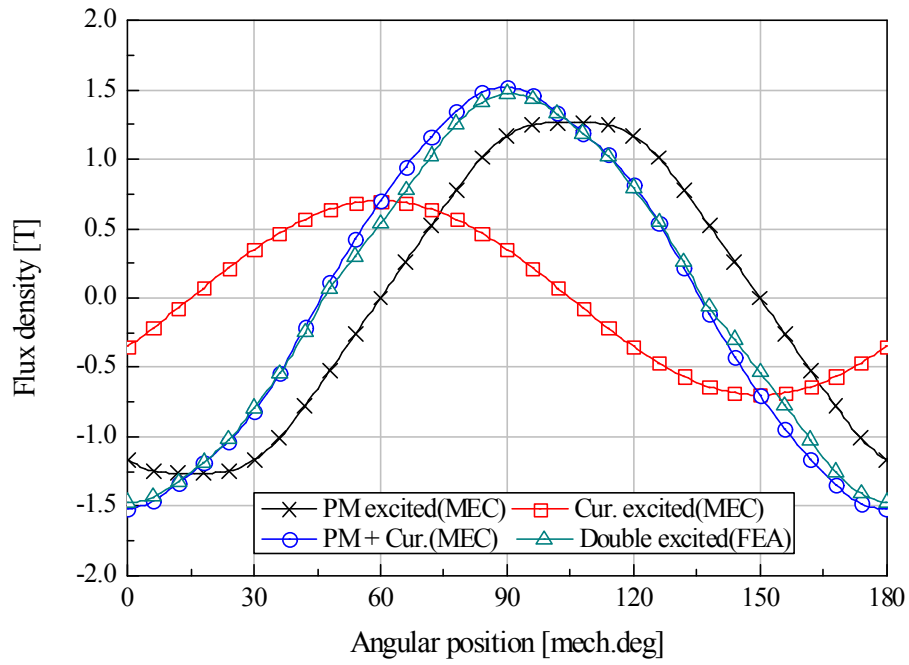


그림 3.36. 고정자 치 자속밀도의 계산결과 비교; (a) 정현파 전류 인가시, (b) 구형파 전류 인가시

Fig. 3.36. Comparison of the tooth flux density calculations; (a) under the sinusoidal input current, (b) under the rectangular input current

### 3.4 열 해석

#### 3.4.1 열등가회로 구성

열등가회로 모델을 이용하여 전동기의 열해석을 수행하였다. 손실에 의한 내부의 열원으로부터 다양한 열저항을 통해 외부로 향하는 열전달 현상을 직관적인 등가회로로 구성하여, 코일을 비롯한 전동기의 온도특성을 분석하고자 하였다. 전술한 자기등가회로와 같은 방법으로, 열등가회로 역시 전기회로와의 유사성에 기초하여 표현된다. 정상상태에서 열손실과 열저항, 온도 변화량의 관계는 다음과 같이 주어진다[85]-[88].

$$\Delta T = qR_T \quad (3.43)$$

여기에서 열손실  $q$ 는 동손과 철손, 기계손 등 열로 나타나는 전동기의 모든 손실을 의미하며, 열저항  $R_T$ 은 코일과 인슐레이터, 철심, 하우징 등 전동기의 세부 부분별 열전달 특성과 관계되는 값이다. 열등가회로 구성시 다음과 같은 가정을 하였다.

- 1) 열 전달 방식은 전도와 대류만을 고려한다.
- 2) 열 전도율을 가지는 재질은 등방성이고 균일하다.
- 3) 열 손실은 코일의 동손과 고정자 철심의 철손만을 고려한다.
- 4) 하우징 표면에서 외부로 전달되는 열은 자연 대류에 의한 성분이다.

표면부착형 영구자석 전동기의 경우, 회전자 철심 내부의 자속변화가 거의 없기 때문에 회전자 자체의 철손은 고정자 철손과 비교하여 매우 작다. 또한 회전자와 고정자 사이의 공극에 의한 물리적인 간격으로 인해 고정자 철손과 코일 동손에 의한 열손실이 회전자에 직접적으로 전달되지 않는다. 따라서 본 논문에서는 열해석 대상을 전동기의 고정자로 한정 하였다. 간략화된 전동기 형상과 열저항을 이용하여 고정자의 열등가회로를 그림 3.37과 같이 나타내었다.

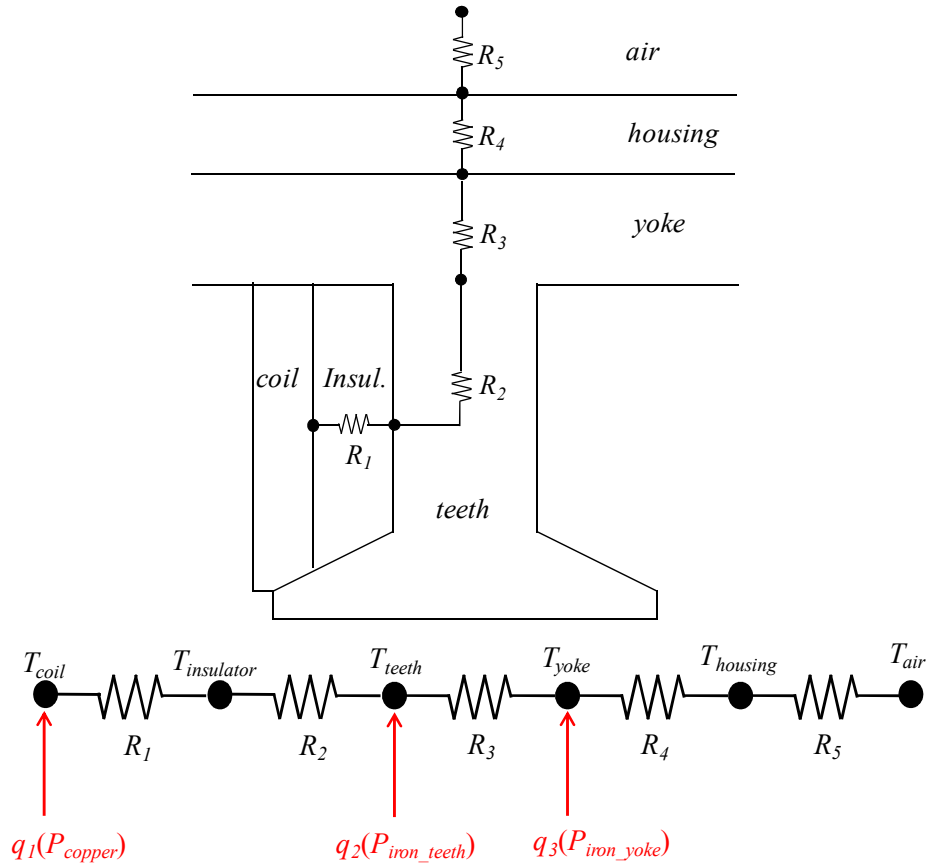


그림 3.37. 전동기 고정자의 열등가회로 모델  
Fig. 3.37. Thermal equivalent circuit model for stator

여기에서  $R_1 \sim R_5$ 는 인슐레이터에서 하우징 외기까지의 열저항을 순차적으로 의미한다. 그림 3.37과 같이 코일의 동손에 의한 열은 인슐레이터를 통하여 고정자 철심의 치와 요크로 전달되고, 여기에 고정자 철손에 의한 열원이 추가되어 하우징을 거쳐 외부로 빠져나간다. 재료의 질량과 비열의 차이로 인하여 권선부와 고정자의 온도 변화 특성은 서로 다르다. 전원을 공급하면 수 십여 초 이내에 권선부가 먼저 발열하게 되고, 고정자는 전동기의 크기와 방열환경에 따라 1분에서 30분까지 느리게 반응하며, 발열 이후에는 점차 열평형을 이루게 된다.

식 (3.43)을 이용하면 전동기의 각 부분(노드)별 열전달 방정식 구성이 가능하다. 구성된 방정식을 연립하여 해를 구함으로써, 각 부분의 정상상태시 온도를 열손실과 열저항으로 표현할 수 있다. 일반적으로, 전동기 구동시 권선부의 온도는 다른 부분과 비교하여 가장 높고, 커다란 토크가 요구되는 전동기일수록 다른 부분과의 온도차이는

증가한다. 이러한 코일 온도의 정확한 예측은 전동기 열 해석의 주요 이유로서, 권선부의 온도는 식 (3.44)와 같이 계산된다.

$$T_{coil} = q_1(R_1 + R_2) + (q_1 + q_2)R_3 + (q_1 + q_2 + q_3)(R_4 + R_5) + T_{air} \quad (3.44)$$

전도 열저항은 고정자 철심과 하우징 등에서 발생하는 전도에 의한 열전달의 정도를 나타내는 것으로 아래와 같이 나타낸다.

$$R_{t\_cond.} = \frac{d}{kA} \quad (3.45)$$

여기에서,  $A$ 는 열교환 면적,  $d$ 는 열전도 매체의 길이,  $k$ 는 열전도 계수이다. 대류 열저항은 하우징으로 전도된 열과 외기 사이의 열저항으로써, 해석결과의 정확성을 결정하는 민감한 변수중의 하나이며, 다음과 같이 표현된다.

$$R_{t\_conv.} = \frac{1}{hA} \quad (3.46)$$

여기에서  $h$ 는 대류 열전달 계수이다. 따라서, 주어진 열등가회로의 각 부분에 해당하는 열저항은 다음과 같이 계산된다[85], [88].

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{d_{ins.}}{k_{ins.}A} \\ R_2 &= \frac{r_{iy} - r_{is}}{k_{si}A} \\ R_3 &= \frac{1}{2\pi k_{si}L} \ln \frac{r_{oy}}{r_{iy}} \\ R_4 &= \frac{1}{2\pi k_{Al}L} \ln \frac{r_h}{r_{oy}} \\ R_5 &= \frac{1}{h_{air}A} \end{aligned} \quad (3.47)$$

$d_{ins.}$ 와  $L$ 은 각각 인슐레이터의 두께와 고정자 철심의 적층길이를 나타내고,  $r_{oy}$ ,  $r_{iy}$ ,  $r_{is}$ ,  $r_h$ 는 그림 3.38과 같이 고정자 철심과 하우징의 부분별 반지름 길이를 나타낸다.



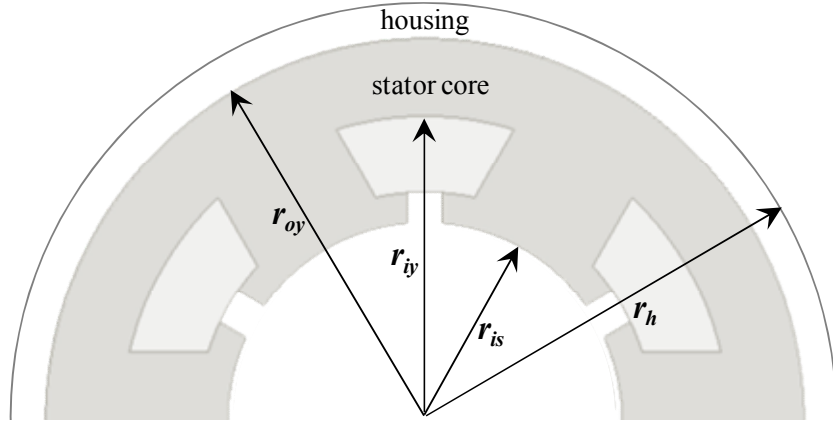


그림 3.38. 세부 부분별 반지름 길이

Fig. 3.38. Radii of stator core and housing

열저항 산정을 위한 주요 재료의 전도 및 자연대류 열전달 계수를 표 3.5에 정리하였다[89]-[91]. 전도 열전달 계수는 재료 고유의 특성으로서 비교적 쉽게 얻을 수 있는 반면, 대류 열전달 계수는 매질의 종류와 유동 속도, 온도에 의해 복합적으로 작용하기 때문에 그 값을 정량적으로 산정하기 쉽지 않다[92]. 따라서 등가 열저항 환산과정에서 발생하는 해석 오차는 불가피하며, 열등가회로 해석시 대류 열전달 계수의 산정은 해석결과에 가장 민감하게 작용한다. 특수한 경우, 복합 열전달을 고려한 별도의 열유동 해석을 통하여 열전달 계수를 산정하기도 하지만, 대부분의 경우 경험적으로 계수를 결정하여 열해석을 수행한다[86].

본 논문에서는 기존의 전동기 열해석 연구 결과들을 기반으로 통상적인 범위내의 대류 열전달 계수를 우선적으로 가정하여 등가회로를 구성한 후, 계산과 실험을 통한 온도값을 서로 비교하여 열전달 계수를 보정하는 방식으로 열해석을 진행하고자 하였다. 식 (3.44)을 이용하여 계산된 권선부의 온도와 적용하고자 하는 코일의 온도사양을 비교하여, 목표 부하의 구동 가능 여부와 열적 여유도(Thermal margin) 등을 확인할 수 있으며, 설계 모델간 상대적인 성능 지표로 활용할 수 있다.

표 3.5. 전도 및 자연대류 열전달 계수

Table. 3.5. Thermal conductivity [W/(m°C)] and convective heat transfer coefficient [W/(m²°C)]

$k_{air}$	$k_{Si}$	$k_{insul.}$	$k_{Al}$	$h_{air}$
0.025	58	0.17	238	21

### 3.4.2 시험 및 검증

그림 3.24의 회전자 오버행 해석 검증용 모델을 이용하여, 구성된 열등가회로를 이용한 해석방법을 실험적으로 검증하였다. 코일 권선의 내부와 하우징 표면에 각각 3개 및 1개의 열전대를 부착한 후, 정격부하를 인가하여 코일과 하우징의 온도를 측정하였다. 일반적인 서보 전동기의 경우, 전동기의 사이즈와 출력에 따라 전면부 플랜지에 임의의 두께와 단면적을 갖는 별도의 방열판을 결합하여 온도시험을 진행한다. 하지만 본 논문에서는 자연 대류에 의한 외부 열 전달만을 가정하고 고려했기 때문에, 전도에 의한 추가적인 열 전달 현상을 차단하고자 하였다. 즉, 전동기 하우징과 접촉되는 고정 지그를 통하여 내부에서 발생한 열이 외부로 방출되는 현상을 방지하기 위하여, 열 전달 특성이 우수한 금속 재질이 아닌 불소수지 재질의 안착 지그를 이용하여 전동기를 고정하였다. 그림 3.39와 같이 안착 지그의 접촉면적 역시 최소화 함으로써, 지그 자체에 의한 열차폐 현상도 최소화시키고자 하였다. 실제 관절모듈에 전동기를 결합할 때, 감속기어와 센서, 베어링 등을 전동기 전/후면에 결합하는 조립 구조상 방열에 매우 취약하며, 이러한 환경 모사 측면에서도 전도에 의한 열 전달 제한 조치는 유효하다고 할 수 있다.

전동기에 부착된 열전대를 데이터 기록장치에 연결하여, 정격부하시 온도를 실시간으로 측정하면서 저장하였다. 약 1시간 30여분이 지난 후, 전동기의 권선부와 하우징은 열적 평형을 유지하며 온도 포화상태에 도달하였다. 그림 3.40은 온도상승 시험 결과이며, 포화된 온도는 권선부와 하우징이 각각 110.8 및 88.8℃로서, 열등가회로를 이용하여 계산한 결과와 비교할 때 표 3.6과 같이 다소 차이를 보였다. 이는 손실계산의 오차를 비롯하여, 등가해석을 위하여 단순화된 하우징 전후 커버의 홀에 의한 열 방출과 시험장비를 통한 추가적인 열전달 등에 의한 것으로 판단된다. 또한 대류 열전달 계수를 비롯한 세부 부분별 열저항 산정의 오차에 의한 것으로서, 본 시험 결과를 참고하여 온도계수를 보정하고 회로정수를 재구성한다면, 보다 정확한 온도 예측이 가능할 것으로 판단하였다.

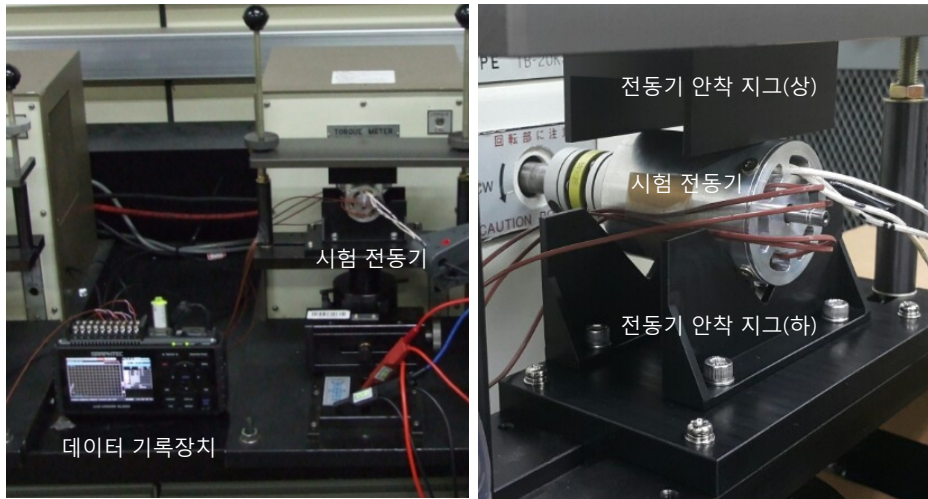


그림 3.39. 전동기의 코일 및 하우징 표면의 온도 측정  
Fig. 3.39. Temperature measurement of coil and housing surface

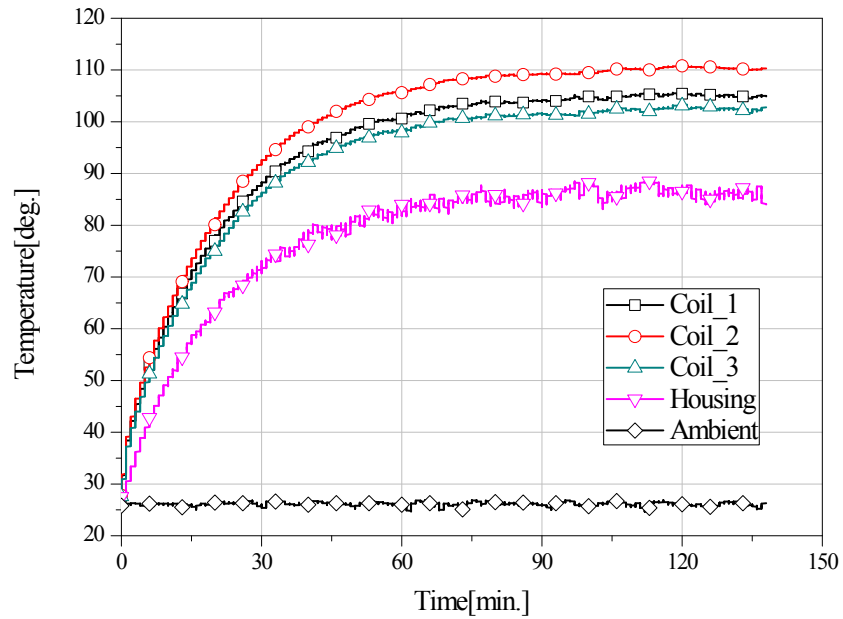


그림 3.40. 온도상승 시험 결과(0.15Nm@6,000r/min)  
Fig. 3.40. Test result of temperature rise (0.15Nm@6,000r/min)

표 3.6. 시험 전동기의 온도 해석 및 측정 결과 비교  
Table. 3.6. Comparison between analysis and measurement results

	해석치 [°C]	측정치 [°C]	오차[%]
코일	122.5	110.8	10.6
하우징 표면	86.2	88.8	2.9

## 제 4 장 협업로봇용 전동기 설계 및 특성해석

컨베이어 벨트 방식으로 대표되는 기존의 대량생산 시스템은 최근 소수의 작업자가 생산을 완료하는 셀(Cell) 생산 시스템으로 변화하고 있다[93]. 셀 생산 시스템은 소수의 작업자가 작업의 시작부터 끝까지 책임지고 완료하는 구조로서, 생산 제품의 품질 향상과 다품종 소량 및 변량 생산에 유리하다. 다만 제품의 품질이 작업자에 절대적으로 의존하기 때문에 생산자의 숙련도가 매우 중요하며, 품질의 일관성 및 생산성 향상을 위한 공정의 자동화와 다양한 작업에 대응할 수 있는 유연성이 요구된다. 이와 같이 유연성에 기반한 공정 자동화를 달성하기 위하여 로봇이 필요하고, 작업자와 동일한 공간에서 유사한 방식으로 작업을 하기 위해서는 인간과 유사한 움직임 및 크기를 갖는 협업로봇의 개발이 요구된다. 양팔형 협업로봇은 양손작업이 가능하여 작업속도가 향상되고 지그리스(Jigless) 작업이 가능하며, 허리구조의 활용으로 몸을 굽히거나 비트는 동작이 가능하여 작업범위가 크게 확대된다. 이러한 양팔로봇을 활용한 다양한 전자제품의 조립과 포장, 물류 등의 제조공정 시장은 점차 확대될 예정이다.

본 장에서는 셀 생산 시스템의 휴대폰 조립과 포장을 위한 양팔로봇을 예시로, 2장과 3장에서 제안한 전동기의 설계사양 결정방법과 해석방법을 적용한 관절구동용 전동기의 설계에 관하여 기술한다.

### 4.1 요구사양 및 제한조건

#### 4.1.1 로봇의 요구사양

개발대상인 양팔로봇은 직관적인 관절의 위치설정이 가능한 7자유도 형태이다. 여유 관절(Redundant joint)의 발생에 따른 제어의 어려움이 존재할 수 있으나, 인간의 팔과 동일한 자유도(어깨 3, 팔꿈치 1, 손목 3)이기 때문에 장애물 회피와 조작성 측면에서 매우 뛰어난 구조이다[94]-[96]. 양팔로봇의 요구사양을 정리하면 표 4.1과 같다. 인간의 팔과 최대한 유사한 길이의 범위 내에서 7개의 관절모듈을 탑재하고자 하였으며, 자중대비 가반 하중 목표비율을 0.5 이상으로 설정하여 다양한 툴(Tool)을 활용한 작업이 가능하도록 하였다.

표 4.1. 양팔로봇의 요구사항

Table 4.1. Requirements of dual-arm robot

Parameters	Value	Unit
자유도	7	-
팔 길이	695 이내	mm
중량	15 이내	kg
최대 속도	2	m/s
가반 하중	7.5 이상	kg

#### 4.1.2 전동기 제한조건

양팔로봇의 양측 머니퓰레이터(Manipulator)에는 용량과 크기가 다른 3종 7개의 관절구동용 전동기가 각각 탑재된다. 본 논문에서는 3종의 전동기 중에서 5/6/7축의 관절에 탑재되는 전동기를 대상으로 제안한 설계 및 해석방법을 검증하고자 하였다. 해당 전동기는 다음과 같은 사이즈와 중량의 제한조건을 갖는다.

- 1) 고정자 외경/적층 길이 및 중량 :  $\Phi 50$ / L25mm 및 150g
- 2) 회전자 내경 :  $\Phi 25$ mm 이상

관절용 로봇 설계시, 목표 자중과 가반 하중을 고려하여 각 축의 구동부 및 링크부에 대한 사이즈와 중량을 설정한 후 해석을 수행한다. 모듈에 적용되는 구성품 중 상용부품의 경우에는 부품의 사양서에 제시된 사이즈와 중량 정보를 충분히 활용하고, 전동기를 포함한 설계대상 부품의 경우에는 개발 목표치와 기존 부품사양을 고려한 가 설정후에 시스템 해석 및 설계를 진행한다. 통상 가 설정된 사이즈와 중량은 설계대상 부품의 제한치가 되며, 본 논문에서는 고정자의 외경과 축방향 적층 길이를 각각 50과 25mm이내, 고정자와 회전자의 총중량을 150g으로 설정하였다.

각 축의 전동기와 센서, 드라이버 구동을 위한 전원 및 신호 케이블은 전동기의 중공 회전축을 통하여 서로 연결되거나 몸체의 상위제어기로 이어진다. 개발대상인 로봇관절의 경우 하나의 구동모듈당 총 7개의 케이블이 필요하며, 감속기와의 축계 결합을 위한 중공축의 두께와 케이블의 수 및 선경 등을 고려하여 필요한 회전자의 최소 내경을 25mm로 설정하였다. 기계적인 공극은 0.5mm로 설정하였으며, 고정자 철심의 분할 조립조건을 감안하여 슬롯 내 코일 점적률은 70%로 산정하였다.

## 4.2 전동기 설계사양 결정

### 4.2.1 머니플레이터의 동특성 분석

전동기의 설계사양 도출을 위하여 머니플레이터의 동특성을 분석하였다. 구성된 머니플레이터의 말단에 목표 가반 하중을 인가하고, 기구학 해석을 통하여 동작 프로파일의 움직임을 분석하여 속도 프로파일을 도출하였다. 이를 기반으로 등가 속도 프로파일을 생성하고 동역학 해석을 수행함으로써, 각 관절모듈에 필요한 토크와 속도, 가속도, 위치정보 등을 계산하였다. 그림 4.1 은 동역학 해석용 상용 패키지인 비주얼 나스트란(Visual Nastran)을 이용한 대상 머니플레이터의 해석장면이다. 5축 관절모듈의 해석결과를 정리하여 그림 4.2에 나타내었다.

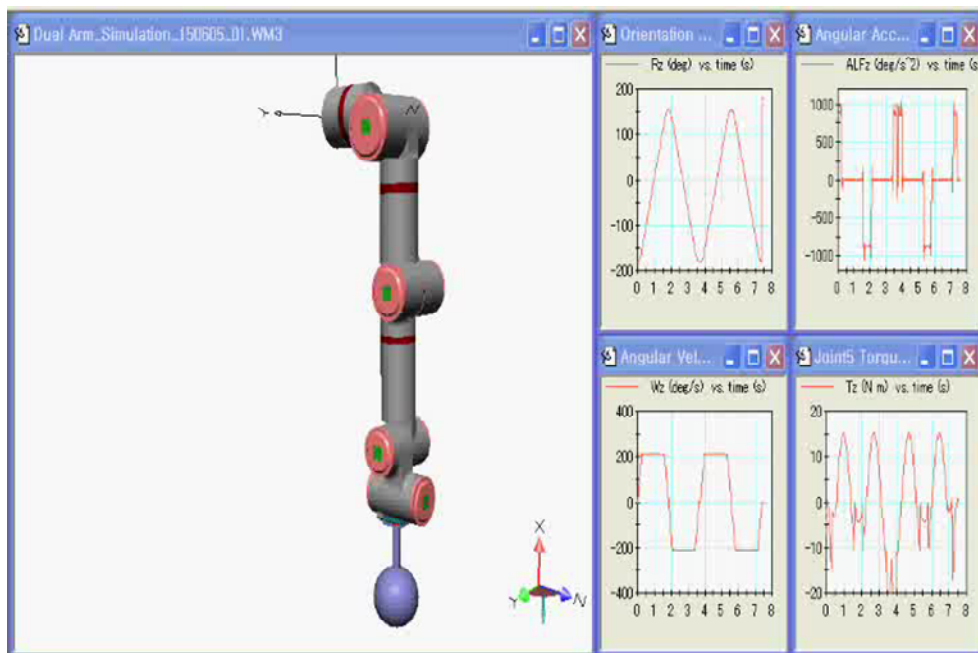


그림 4.1. 양팔로봇용 머니플레이터의 동특성 해석

Fig. 4.1. Dynamic analysis of manipulator for dual-arm robot

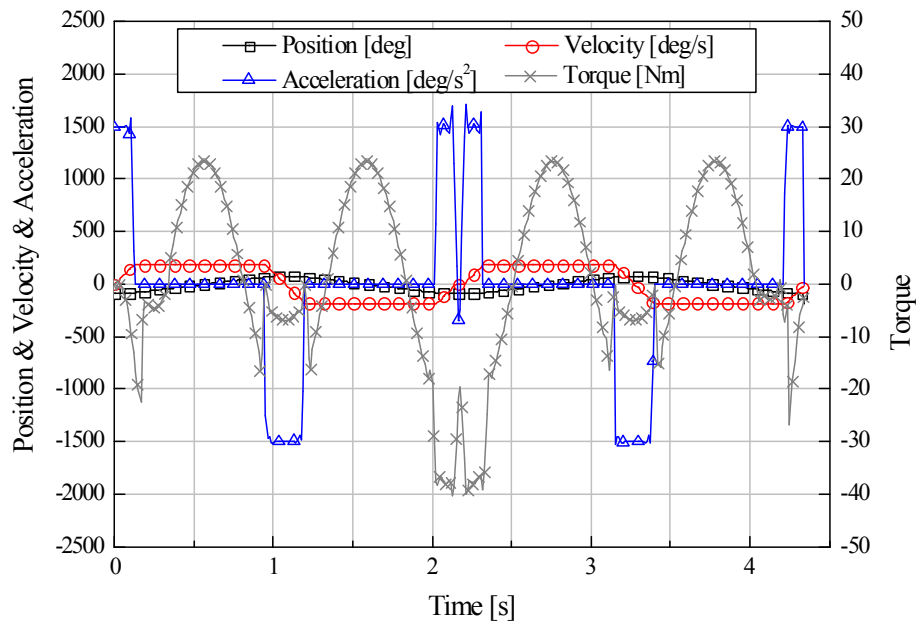


그림 4.2. 동특성 해석을 통한 5축 관절모듈의 부하특성

Fig. 4.2. Load characteristics of Five-axis joint module

이와 같이 계산된 관절모듈의 토크와 가속도 정보를 식 (2.4)에 대입하여, 정격 부하시 전동기에 필요한 토크를 감속비와 구동모듈의 관성모멘트 조합에 따라 계산하고 그림 4.3에 나타내었다.

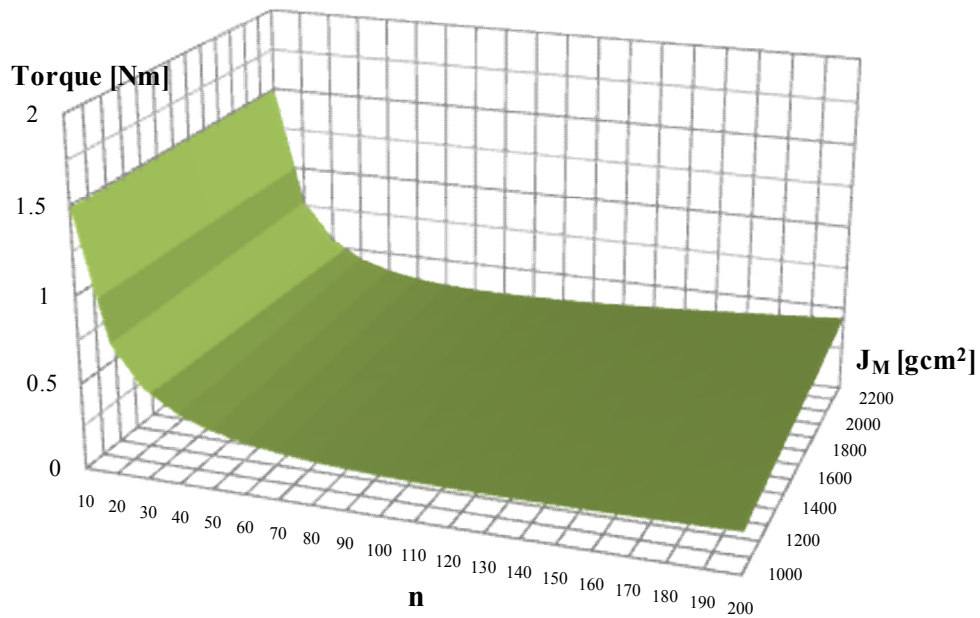


그림 4.3. 정격부하 구동을 위한 전동기 필요토크

Fig. 4.3. Required torque for rated load driving

#### 4.2.2 관성모멘트 및 토크 결정

전동기의 설계사양 도출 과정을 그림 4.4와 4.5, 4.6에 순서대로 나타내었다. 그림 4.3의 수많은 조합 중 식 (2.12)의 구동 에너지의 최소화 조건과 식 (2.16)의 최대 부하속도 및 인버터 스위칭 조건, 그리고 상용 감속기의 입출력 특성 조건 등을 고려하여, 각각의 조건에 부합하는 조합을 단계적으로 산정하였다.

선정된 상용 감속기의 감속비를 비롯한 상세 사양과 세부 사이즈를 그림 4.7에 나타내었다[51]. 일반적인 하모닉 드라이브 감속기 대비 약 40% 정도 중량이 감소된 경량화 모델로서, 감속기의 외경과 중공축의 크기는 각각 48mm 및 18mm로 전동기의 형상과 유사하다. 사양서의 정격과 최대 전달토크 및 입력속도 등의 조건을 종합적으로 판단하여 감속비를 결정하였다.

최종 결정된 감속비와 구동모듈의 관성모멘트는 각각 100 및 1,860gcm<sup>2</sup>이며, 이러한 조합으로 구동모듈을 구성할 때 전동기에 필요한 토크는 0.29Nm로 계산된다. 결정된 구동모듈의 관성모멘트에서 기구구성된 기구부와 선정된 상용 감속기의 관성모멘트 크기를 제하면, 전동기만의 관성모멘트가 결정된다.

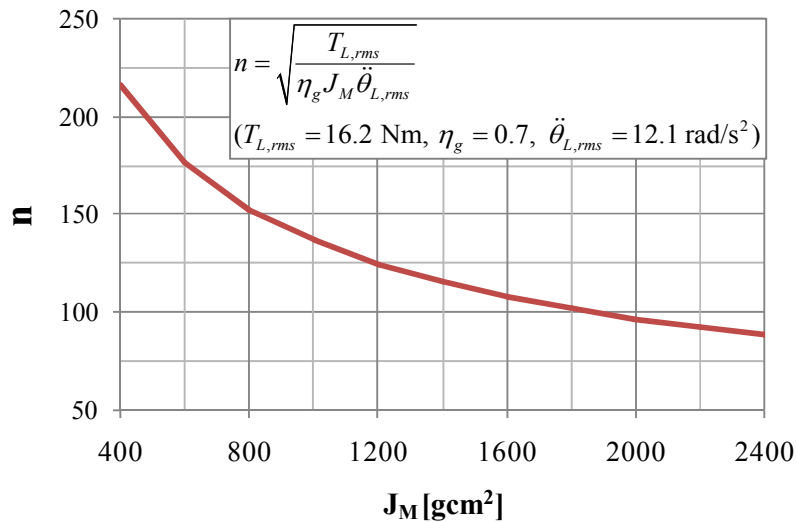


그림 4.4. 전동기 구동 에너지의 최소화를 위한  $J_M$ 과  $n$ 의 선정

Fig. 4.4. Selection of  $J_M$  and  $n$  using the minimum energy condition



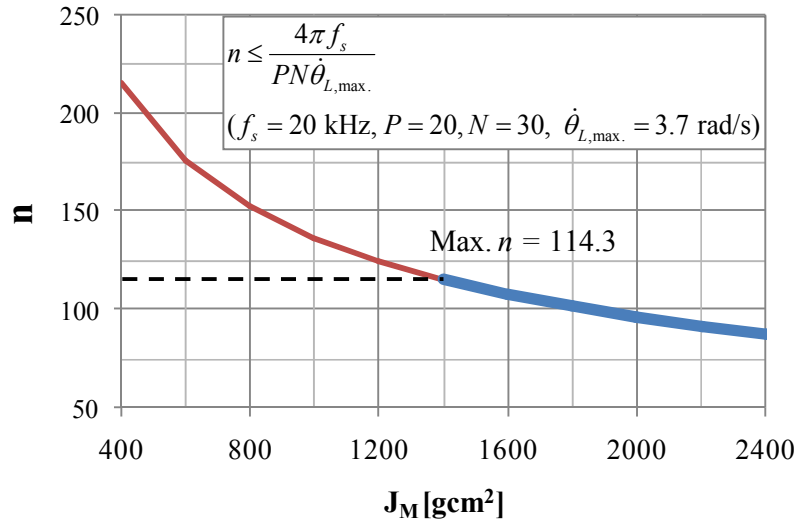


그림 4.5. 부하의 최대속도 구현을 위한  $J_M$ 과  $n$ 의 선정  
 Fig. 4.5. Selection of  $J_M$  and  $n$  using the maximum load speed condition

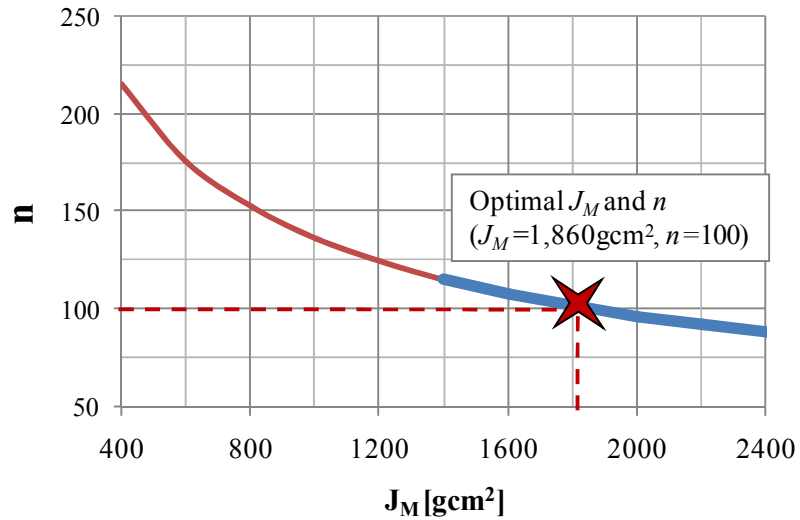


그림 4.6. 상용 감속기의 입출력 특성에 의한  $J_M$ 과  $n$ 의 최종 선정  
 Fig. 4.6. Final selection of  $J_M$  and  $n$  using the commercial gear characteristics

Parameters	Unit	CPL-17-2A				
Ratio	-	30	50	80	100	120
Repeatable peak torque	Nm	16	34	43	54	54
Rated torque	Nm	8.8	16	22	24	24
Maximum input speed	rpm	7300				
Average input speed	rpm	3500				
Moment of inertia	$10^{-4}$ kgm <sup>2</sup>	0.049				
Weight	kg	0.1				
Hollow shaft diameter	mm	18				
Transmission accuracy	arcmin	< 1.5				

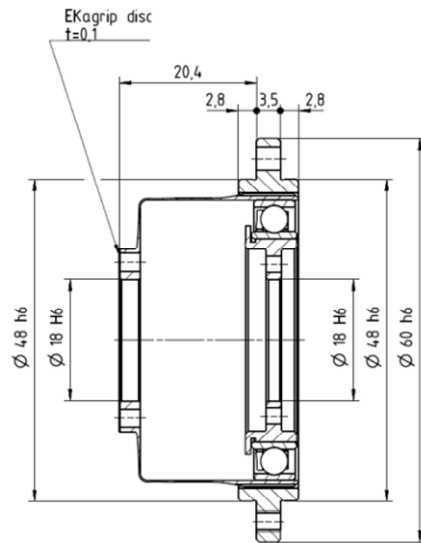


그림 4.7. 선정된 감속기의 상세사양 및 사이즈(CPL-17-2A)

Fig. 4.7. Specifications and size of the selected gear (CPL-17-2A)

최종 결정된 전동기의 관성모멘트와 필요토크를 비롯하여, 고정자의 외경과 입력전압 등의 입출력 조건을 종합하여 정리하면 표 4.2와 같다.

표 4.2. 관절구동용 전동기 설계사양

Table 4.2. Specifications of the joint driving motor

Parameters	Value	Unit
사이즈	Φ50*L25	mm
중공축 내경	25	mm
중량	150	g
공극	0.5	mm
점적율	70	%
DC 링크전압	48	V
토크상수	0.11	Nm/A
관성모멘트	74.6	gcm <sup>2</sup>
정격토크	0.30	Nm
정격속도	3,000	r/min
최대토크	0.57	Nm

## 4.3 전동기 설계 및 해석

### 4.3.1 극수/슬롯수 결정

전동기의 극수와 슬롯수의 선택은 설계의 기본이며 시작이다. 극수와 슬롯수에 따른 회전자와 고정자의 요크 및 치 두께는 아래와 같은 관계를 갖는다[52].

$$w_{st} = \frac{2\pi R_{ro} B_g}{N_s K_{st} B_{st}} \quad (4.1)$$

$$w_{sy} = \frac{\pi R_{ro} B_g}{PK_{st} B_{sy}} \quad (4.2)$$

$$w_{ry} = \frac{\pi R_{ro} B_g}{PK_{st} B_{ry}} \quad (4.3)$$

여기에서  $w_{st}$ 와  $w_{sy}$ ,  $w_{ry}$  및  $B_{st}$ 와  $B_{sy}$ ,  $B_{ry}$ 는 각각 고정자 치와 요크, 회전자 요크의 두께 및 자속밀도를 나타낸다.  $R_{ro}$ 는 회전자 반경의 길이,  $B_g$ 는 공극자속밀도,  $N_s$ 은 슬롯수,  $K_{st}$ 는 적층계수를 의미낸다. 위 식에 따르면 고정자 치의 두께는 슬롯수에 반비례 하며, 고정자와 회전자 요크의 두께는 극수에 반비례하는 것을 알 수 있다. 즉, 동일한 공극자속밀도에 대하여 극수가 증가할수록 회전자와 고정자 요크의 필요 두께는 감소하며, 그만큼 코일권선을 위한 슬롯면적에 여유가 발생하여 전동기의 중량과 체적 저감에 유리하다. 또한 동일한 극수에서는 슬롯수가 변하더라도 회전자와 고정자 요크의 필요 두께는 동일하고 매극매상 슬롯수만 달라지기 때문에, 슬롯의 총면적과 점적율은 변하지 않는다. 따라서 전동기의 출력밀도를 증대시키기 위해서는 우선적으로 극수를 높이고 해당 극수에 적합한 슬롯수 중 권선계수가 가장 높은 조합을 선택해야 한다는 결론에 이른다. 물론 극수 증가에 따른 입력 주파수와 철손의 증가를 감안한 최대 극수 제한은 필요하다[75], [97].

표 4.3은 극수와 슬롯수 조합에 따른 권선계수(Winding factor)를 나타낸다. 권선계수는 단절계수(Pitch factor)와 분포계수(Distribution factor)의 곱으로 표현되며, 영구자석에 발생한 자속이 고정자 권선에 쇄교하는 정도를 나타낸다. 구체적으로는 단층(Single layer) 전절(Full pitch)의 정수 슬롯(Integer slot)권선에 의한 쇄교자속과 해당 권선에 의한

쇄교자속의 비를 의미한다. 표 4.3에 제시된 다양한 조합 중에서, 극수 = 슬롯수  $\pm 1$ , 슬롯수 =  $9+6k$  ( $k = 0,1,2,\dots$ )의 관계를 만족하는 경우 상대적으로 높은 권선계수를 갖는 것을 확인할 수 있다. 하지만 이러한 조합은 고정자 기자력에 의한 반경방향 힘이 불균형적으로 발생하여 진동과 소음문제를 야기시킬 수 있다[98]-[100]. 그림 4.8은 8극/12슬롯과 8극/9슬롯을 갖는 영구자석 전동기의 반경방향 발생력의 분포를 나타낸 것으로서, 8극/9슬롯 모델의 경우 비대칭적인 힘의 분포로 인하여 진동과 소음측면에서 불리하다. 따라서 극수와 슬롯수 선정시 해당 조합은 후보군에서 제외하였다.

표 4.3. 극수/슬롯수 조합에 따른 기본과 권선계수(이층 집중권)

Table 4.3. Fundamental winding factor with respect to the pole/slot combinations (Double layer concentrated windings)

Poles Slots	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3	0.866	0.866	X	0.866	0.866	X	0.866	0.866	X	0.866	0.866	X
6		0.866	X	0.866	0.500	X	0.500	0.866	X	0.866	0.500	X
9		0.617	0.866	0.945	0.945	0.866	0.617	0.328	X	0.328	0.617	0.866
12			X	0.866	0.933	X	0.933	0.866	X	0.500	0.250	X
15			X	0.711	0.866	X	0.951	0.951	X	0.866	0.711	X
18				0.617	0.735	0.866	0.902	0.945	X	0.945	0.902	0.866
21			X	0.538	0.650	X	0.866	0.890	X	0.953	0.953	X
24			X		0.583	X	0.760	0.866	X	0.933	0.949	X
27					0.525	0.617	0.695	0.766	0.866	0.877	0.915	0.945
30			X			X	0.640	0.711	X	0.866	0.874	X

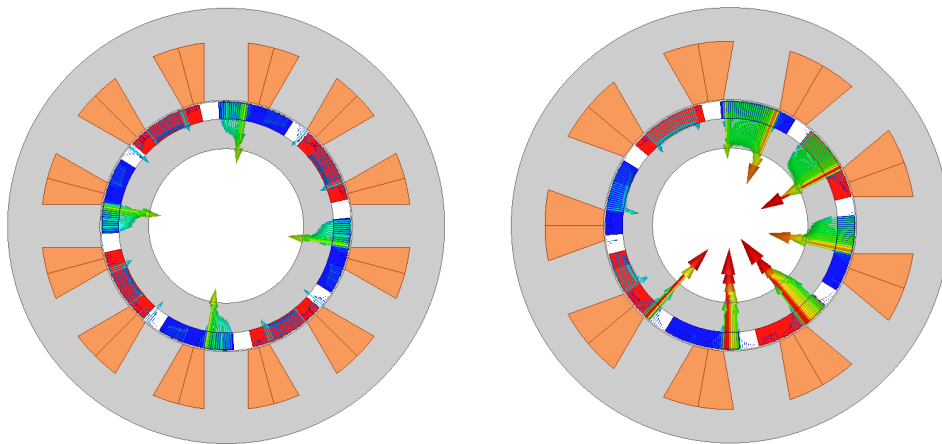


그림 4.8. 8극 12슬롯(좌) 및 8극 9슬롯(우)의 반경방향 힘 분포도

Fig. 4.8. Radial magnetic force distribution; 8p/12s (left) and 8p/9s (right)

표 4.4는 극수와 슬롯수의 조합에 따라 결정 가능한 병렬 회로수의 최대값을 나타낸다. 동일한 상당 직렬턴수를 갖는 고정자에 대하여, 병렬회로수의 증가는 전류의 경로 증가를 의미하고, 이는 단일 경로에 흐르는 전류의 감소를 의미한다. 전류 크기의 감소는 코일선경의 감소와 슬롯 이용률의 증대를 가능하게 하여, 결과적으로 전류밀도 감소 혹은 모터상수 증대에 기여할 수 있다. 이때 코일선경의 감소에 따른 슬롯 이용률의 향상은 환형코일을 적용한 분할코어 형태와 같이 점적률을 극대화 할 수 있는 전동기 구조에서 증대 효과가 더욱 우수하다. 따라서 권선 내부에 순환전류가 발생하지 않는 한 병렬회로수가 증가할수록 주어진 공간의 활용과 출력밀도 향상에 유리하다고 할 수 있다.

표 4.4. 극수/슬롯수 조합에 따른 최대 병렬 회로수

Table 4.4. Maximum parallel circuit with respect to the pole/slot combinations

Poles Slots	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3	1	1	X	1	1	X	1	1	X	1	1	X
6		2	X	2	2	X	2	2	X	2	1	X
9		1	3	1	1	3	1	1	X	1	1	3
12			X	4	2	X	2	4	X	2	2	X
15			X	1	5	X	1	1	X	5	1	X
18				2	2	6	2	2	X	2	2	6
21			X	1	1	X	7	1	X	1	1	X
24			X		2	X	2	8	X	4	2	X
27					1	3	1	1	9	1	1	3
30			X			X	2	2	X	10	2	X

극수와 슬롯수의 최소 공배수를 정리하여 표 4.5에 나타내었다. 기본적으로 코깁토크의 주기는 극수/슬롯수의 최소 공배수와 같고, 주기가 증가할수록 코깁토크의 크기는 작아진다[101], [102]. 개발대상 전동기의 경우 분할코어를 적용하여 고정자 철심을 구성하기 때문에 슬롯 오픈 폭을 최소화하여 제작이 가능하다. 오픈 폭의 저감은 공극 자기저항의 변화량을 감소시키고 보다 매끄러운 공극자속밀도의 분포를 가능하게 하여, 고정자 폴 슈의 세부형상에 대한 별도의 수정 없이도 코깁토크를 작게 만들 수 있다. 추가적인 코깁토크 저감을 위해서는 공극과 맞닿는 회전자와 고정자의 세부형상을 수정하여, 회전 위치에 따른 공극자속밀도의 변화량을 최소화하는 설계과정이 필요하다. 하지만 개발대상 전동기의 영구자석을 추가적으로 수정하여 공극자속밀도의 분포를 더욱 정현적으로 개선하기에는 영구자석 자체의 사이즈가 너무 작아 공정 및 제작상 무리가 따른다. 따라서 극수/슬롯수 조합의 적절한 선정만으로 코깁토크 저감을 위한 설계가 이루어져야 한다.

표 4.5. 극수/슬롯수 조합에 따른 최소 공배수

Table 4.5. Least common multiples with respect to the pole/slot combinations

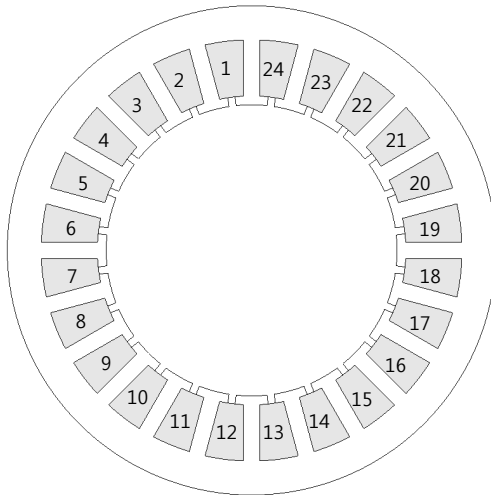
Poles Slots	2	4	6	8	10	12	14	16	18	20	22	24
3	6	12	X	24	30	X	42	48	X	60	66	X
6		12	X	24	30	X	42	48	X	60	66	X
9		36	18	72	90	36	126	144	X	180	198	72
12			X	24	60	X	84	48	X	60	132	X
15			X	120	30	X	210	240	X	60	330	X
18				72	90	36	126	144	X	180	198	72
21			X	168	210	X	42	336	X	420	462	X
24			X		120	X	168	48	X	120	264	X
27					270	108	378	432	54	540	594	216
30			X			X	210	240	X	60	330	X

본 논문에서는 표 4.3 ~ 표 4.5에 나타난 권선계수와 병렬회로수, 극수와 슬롯수의 최소 공배수 등을 종합적으로 판단하여, 20극/24슬롯 조합을 최종적으로 선정하였다. 해당 조합의 특성을 표 4.6에 정리하였다. 상세 권선 배치도는 그림 4.9와 같다.

표 4.6. 20극/24슬롯 전동기의 상세 특성

Table 4.6. Specific characteristics of 20pole/24slot motor

극수/슬롯수	권선계수	최대 병렬회로수	코깅토크 주기
20p/24s	0.933	4	120



Phase A		Phase B		Phase C	
In	Out	In	Out	In	Out
1	2	17	18	9	10
3	2	19	18	11	10
8	7	24	23	16	15
8	9	24	1	16	17
13	14	5	6	21	22
15	14	7	6	23	22
20	19	12	11	4	3
20	21	12	13	4	5

그림 4.9. 20극/24슬롯 전동기 권선 배치도

Fig. 4.9. Winding layout for 20pole/24slot motor

### 4.3.2 특성해석 및 최종모델 결정

사이즈와 중량, 점적율 등의 제한조건 내에서 결정된 정격토크와 관성모멘트를 만족하는 전동기를 설계하기 위하여, 설계변수를 선정하고 이에 따른 전동기 특성을 분석하였다. 설계변수는 회전자 영구자석의 두께와 고정자 치의 두께로 선정하였다. 회전자 철심의 두께는 영구자석의 두께에 따라 일정한 자속밀도의 크기를 유지하도록 종속변수로 설정하였으며, 이에 따라 회전자의 외경이 정해지고 공극길이에 의하여 고정자 내경 역시 결정된다. 회전자의 적층길이는 결정된 관성모멘트에 의해 계산되며, 슬롯당 턴수와 코일의 선경은 각각 주어진 토크상수와 점적율에 의해 결정된다. 고정자 요크의 두께는 매극매상 슬롯수에 의하여 고정자 치의 두께에 종속된 변수로 설정이 가능하지만, 분할코어의 용접을 위한 제작 공정상 최소 두께를 감안하여 1.5mm로 고정하였다. 그림 4.10에 이와 같은 설계 파라미터들을 표시하였다. 표 4.7과 같이 설계변수의 변위폭을 설정하고, 자기등가 및 열등가회로를 적용하여 전동기 특성해석을 수행하였다.

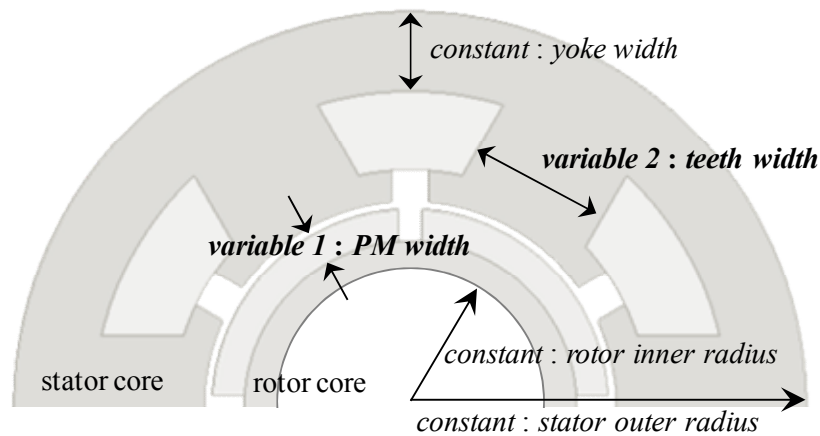


그림 4.10. 설계변수와 고정상수

Fig. 4.10. Design variables and constants.

표 4.7. 전동기 설계변수의 범위

Table 4.7. Range of design variables

설계 변수	변수 범위	단위
영구자석 두께	1.0 - 2.0	mm
고정자 치 두께	2.0 - 3.0	mm

그림 4.11은 설계변수에 따른 고정자 철심의 적층 길이를 계산한 결과이다. 영구자석과 고정자 치의 두께가 감소할수록 회전자의 외경과 공극자속밀도의 크기가 감소하기 때문에, 목표 토크상수를 얻기 위한 적층 길이의 추가적인 확보가 필요한 것을 알 수 있다.

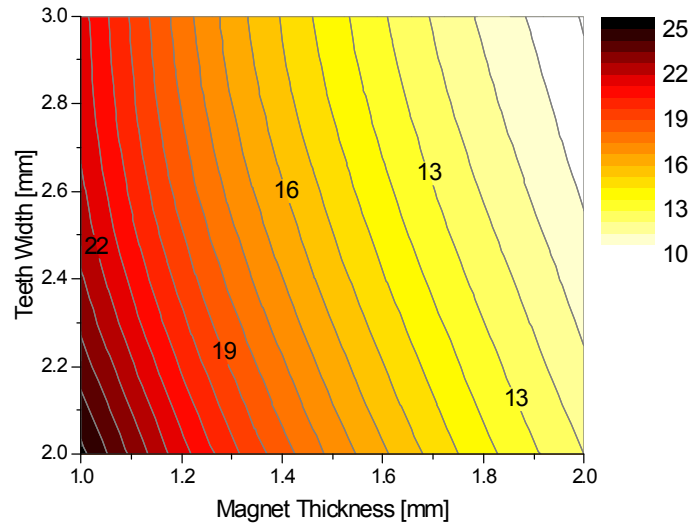


그림 4.11. 설계변수에 따른 고정자 철심의 적층 길이  
Fig. 4.11. Stack length with respect to the design variables

그림 4.12는 설계변수에 따른 고정자와 회전자 중량을 계산한 결과로서, 영구자석과 고정자 치의 두께가 감소할수록 고정자 철심의 적층 길이가 증가하여 총 중량 역시 증가하는 것을 알 수 있다.

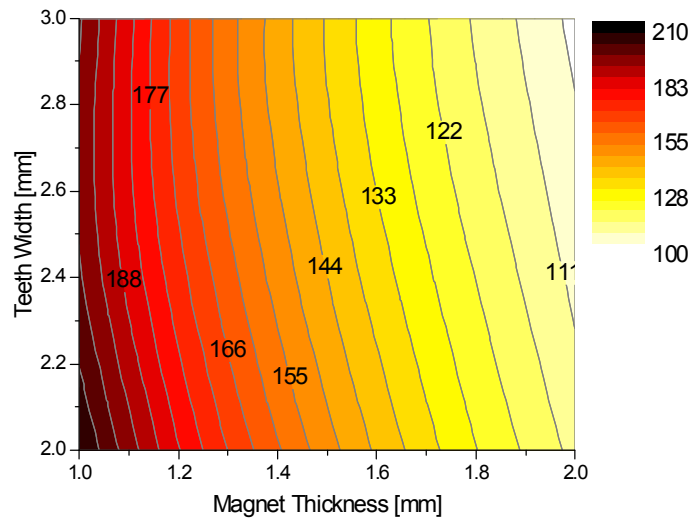


그림 4.12. 설계변수에 따른 고정자와 회전자의 총 중량  
Fig. 4.12. Total weight with respect to design variables



그림 4.13 ~ 그림 4.16은 설계변수에 따른 철손과 동손, 총 손실, 그리고 효율을 계산한 결과이다. 동일한 영구자석의 두께에 대하여 고정자 치의 두께가 증가할수록 치 자속밀도가 감소하여 철손은 감소한다. 또한 치 폭 증가에 따른 슬롯면적 감소에 의하여, 코일저항이 증가하고 동손은 증가하게 된다. 전체 손실 중 동손이 차지하는 비율과 상대적인 증가폭이 철손 대비 크기 때문에, 결과적으로 총 손실은 증가하고 효율은 낮아진다. 한편, 동일한 치 두께에 대하여 영구자석의 두께가 증가할수록 치 자속 밀도는 증가지만 적층 길이가 감소하여

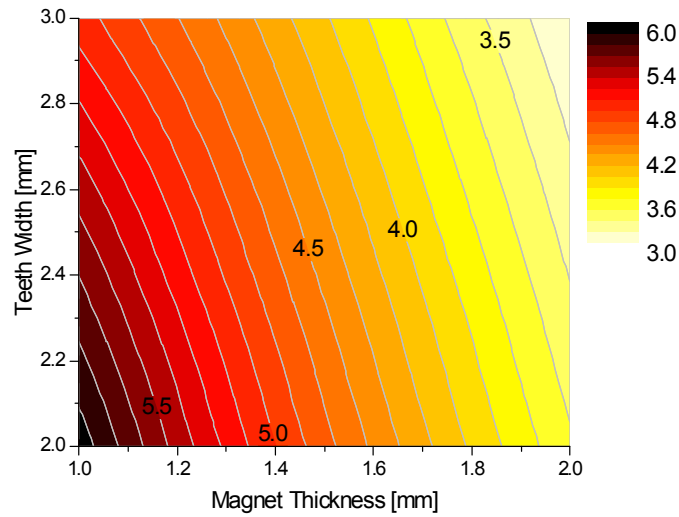


그림 4.13. 설계변수에 따른 철손

Fig. 4.13. Iron loss with respect to the design variables

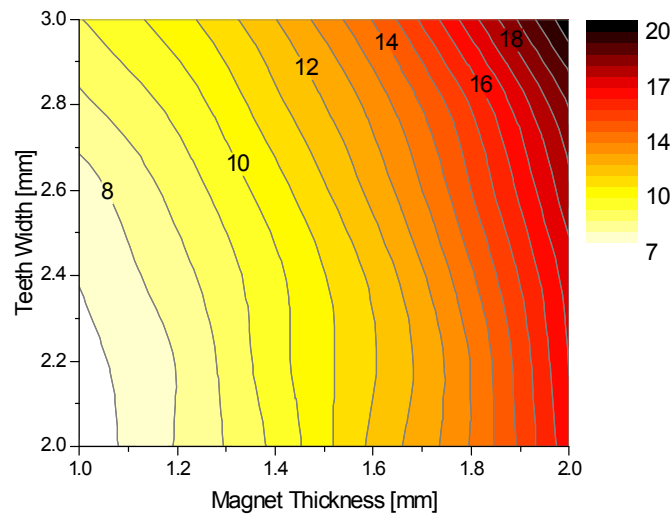


그림 4.14. 설계변수에 따른 동손

Fig. 4.14. Copper loss with respect to the design variables

철손의 크기는 감소한다. 감소한 적층 길이만큼 토크상수 확보를 위한 필요 턴수는 증가하고 선경은 감소하여 동손은 증가한다. 결과적으로 총 손실은 증가하고 효율은 낮아진다.

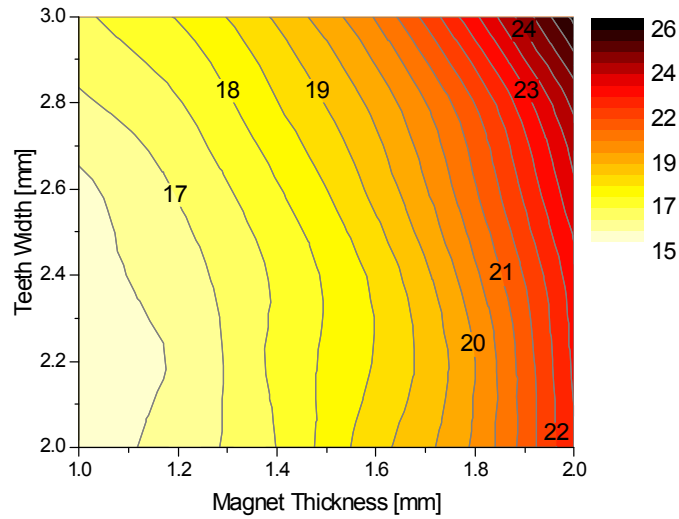


그림 4.15. 설계변수에 따른 총 손실

Fig. 4.15. Total losses with respect to the design variables

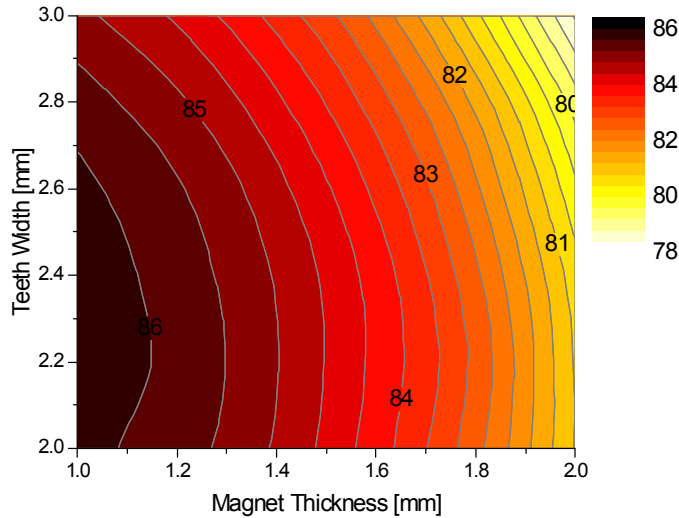


그림 4.16. 설계변수에 따른 효율

Fig. 4.16. Efficiency with respect to the design variables

그림 4.17은 설계변수에 따른 코일의 온도를 계산한 결과이다. 그림 4.15에서 확인한 바와 같이, 영구자석과 고정자 치의 두께가 증가할수록 철손은 감소하지만 동손이 더욱 크게 증가하여 총 손실은 결과적으로 증가하기 때문에, 코일의 온도 역시 증가하는 것을 확인할 수 있다.

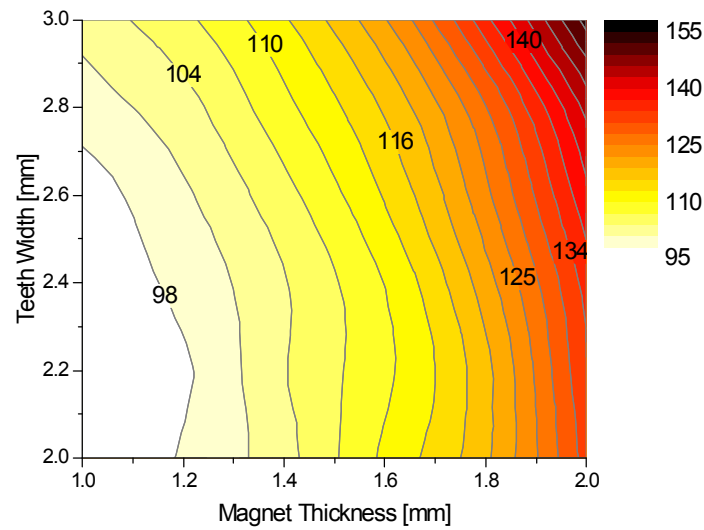


그림 4.17. 설계변수에 따른 코일 온도

Fig. 4.17. Coil temperature with respect to the design variables

두 설계변수에 따른 모터 상수를 계산하여 그림 4.18에 나타내었다. 식 (2.24)와 같이 모터 상수는 동일한 토크상수에 대하여 코일저항의 크기에 반비례한다. 두 설계변수가 증가할수록 코일의 선경은 감소하고 저항은 증가하여, 결과적으로 모터 상수의 크기가 감소함을 알 수 있다.

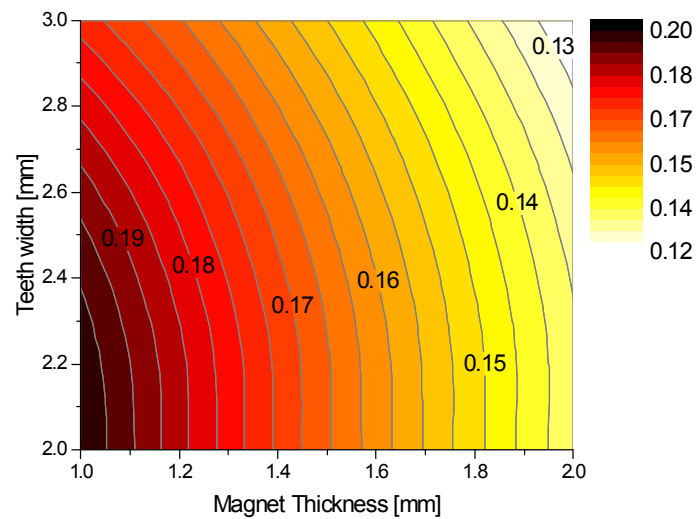


그림 4.18. 설계변수에 따른 모터 상수

Fig. 4.18. Motor constant with respect to the design variables

최대효율 운전 여부를 판단하기 위하여, 그림 4.19와 같이 설계변수에 따른 각 모델의 최대효율 부하토크를 계산하였다. 효율을 최대로 하는

부하토크 계산식 (2.22)를 다시 쓰면 다음과 같다.

$$T_{\eta} = -T_{loss} + \sqrt{T_{loss} T_{stall}} \quad (4.4)$$

여기에서 무부하 손실토크  $T_{loss}$ 는 무부하 손실과 무부하 속도로 아래와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{loss} = \frac{P_{loss\_no\ load}}{\omega_o} = \frac{k_T P_{loss\_no\ load}}{V} \quad (4.5)$$

또한 구속토크  $T_{stall}$ 은

$$T_{stall} = k_T I_{max.} = \frac{k_T V}{2R} \quad (4.6)$$

과 같이 표현할 수 있다. 따라서 식 (4.4)는 아래와 같이 표현된다.

$$T_{\eta} = -\frac{k_T P_{loss\_no\ load}}{V} + \sqrt{\frac{k_T^2 P_{loss\_no\ load}}{2R}} \quad (4.7)$$

식 (4.7)에 따르면 최대효율을 갖는 부하토크는 저항의 크기가 증가할수록 감소하므로, 두 설계변수의 크기가 증가할수록 그림 4.14와 같이 코일의 저항과 동손의 크기가 증가하여 최대효율 부하토크는 점점 감소하게 된다. 이 식에 의하면 무부하 손실 역시 최대효율 부하토크에 영향을 주는 것을 알 수 있다. 무부하 손실은 무부하 철손과 기계손의 합으로서, 기계손이 동일하다고 가정하면 무부하 철손에 의해 그 크기가 결정된다. 두 설계변수의 크기가 증가할수록 그림 4.13과 같이 철손은 감소한다. 식 (4.7)은 무부하 손실을 변수로 하는 일차함수와 무리함수가 결합된 형태로서, 이러한 함수는 변수의 증가와 함께 함수값이 점점 증가하다가 임의의 지점에서 최대값을 갖고 다시 감소하는 특징을 보인다. 결과적으로, 설계변수에 따른 코일저항과 무부하 손실의 크기에 의하여 최대효율을 갖는 부하토크는 결정되고, 목표토크와의 차이를 최소화 하는 설계변수의 범위는 그림 4.20과 같이 세로방향의 띠형상으로 표현된다.

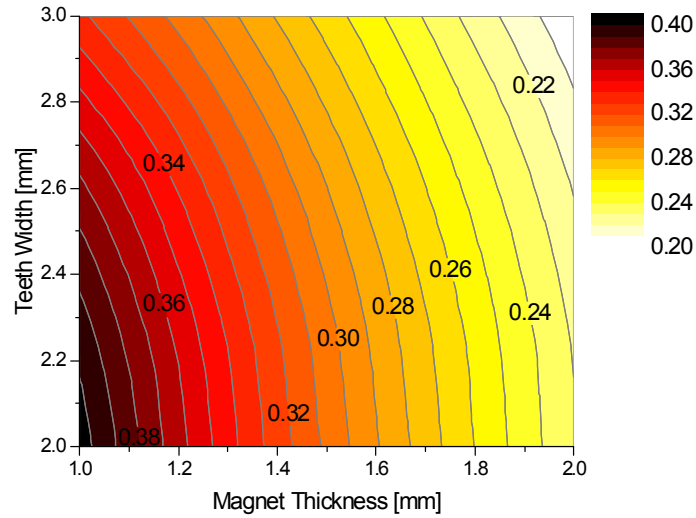


그림 4.19. 설계변수에 따른 최대효율 부하토크

Fig. 4.19. Load torque with the maximum efficiency with respect to the design variables

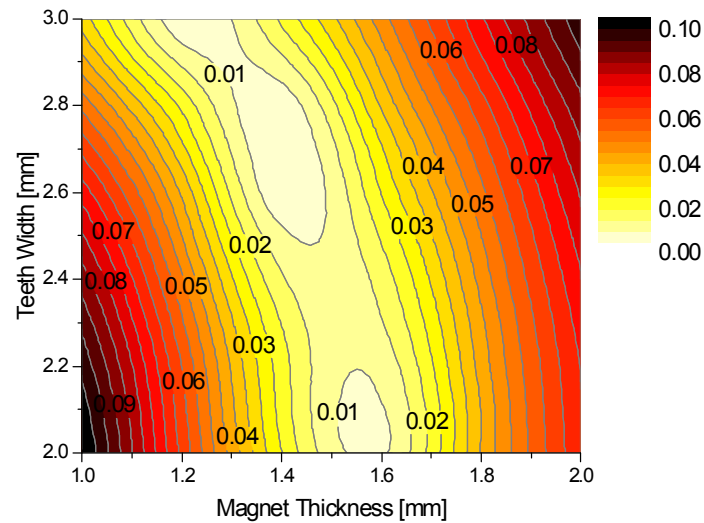


그림 4.20. 설계변수에 따른 목표토크와 최대효율 부하토크의 차이

Fig. 4.20. Torque difference with respect to the design variables

이상의 결과를 종합하여 전동기 설계를 완료하였다. 총 중량과 적층 길이의 제한조건을 동시에 만족하는 변수의 범위를 우선적으로 설정하고, 제안한 성능지표에 따른 비교분석을 위하여 최대효율을 갖는 부하토크와 목표토크의 차이가 최소인 영역을 선정하였다. 이후, 해당 영역에서 모터상수의 크기와 코일의 온도, 효율 특성을 고려하여 최적의 영구자석과 고정자 치의 두께를 결정하였다. 최종 설계된 전동기의 사양을 표 4.8에 정리하였다.

표 4.8. 설계된 전동기의 상세사양

Table 4.8. Specifications of the designed motor

Parameters	Value	Unit
극수/슬롯수	20/24	
고정자 외경	50	mm
고정자 적층길이	16	mm
회전자 적층길이	21	mm
영구자석 두께	1.5	mm
영구자석 잔류자속밀도	1.3	T
고정자 치 두께	2.3	mm
상당 직렬턴수	136	
코일선경	0.25	mm

### 4.3.3 유한요소해석을 통한 설계검증

최종모델의 설계검증과 상세 형상설계를 위하여 유한요소해석을 수행하였다. 그림 4.21은 회전자 오버행이 적용된 3차원 해석모델을 나타내며, 고정자 철심의 자속밀도와 역기전압, 정격토크, 정격전류 등을 계산하여 각각 그림 4.22와 그림 4.23, 그림 4.24에 나타내었다.

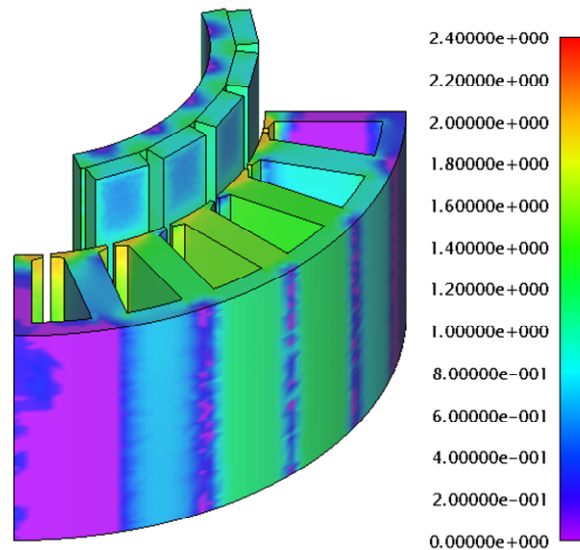


그림 4.21. 3차원 유한요소해석 모델

Fig. 4.21. 3D FEA model

정격 부하시 고정자 치와 요크의 자속밀도 최대값은 공히 1.5T 이하로, 적용된 전기장판의 포화 자속밀도를 고려할 때 적절한 수준임을 확인하였다. 1,000r/min의 회전조건에서 계산된 역기전압의 크기는  $6.9V_{peak}$ 로서 목표 토크상수인 0.11Nm/A에 잘 부합하는 것을 확인할 수 있다. 구형과 구동을 가정한 전압원 해석결과, 3,000r/min의 회전속도에서 정격토크 0.3Nm을 만족하기 위한 입력전류의 크기는 약  $2.3A_{rms}$ 로 계산되었다.

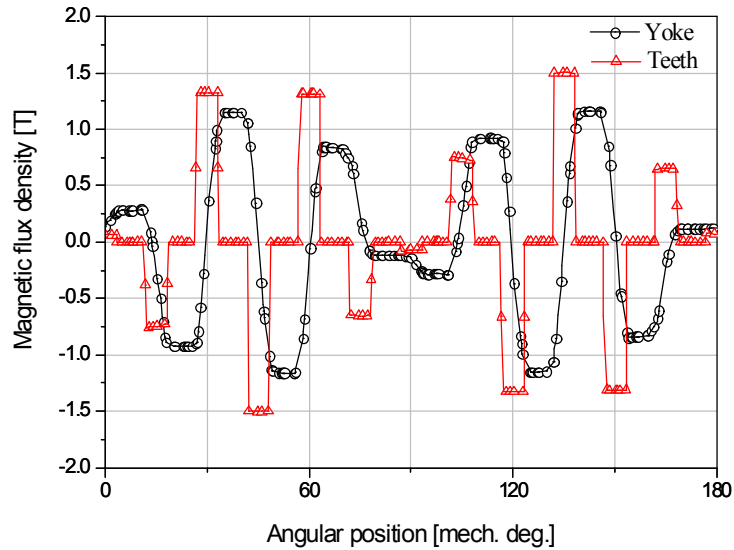


그림 4.22. 정격부하시 고정자 치와 요크의 자속밀도 분포

Fig. 4.22. Magnetic flux density of stator teeth and yoke under the rated load condition

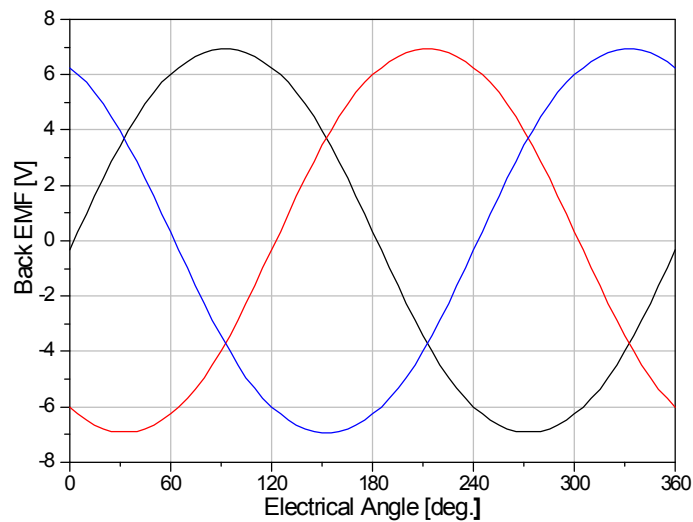


그림 4.23. 상역기 전압(1,000r/min)

Fig. 4.23. Phase EMF (1,000r/min)

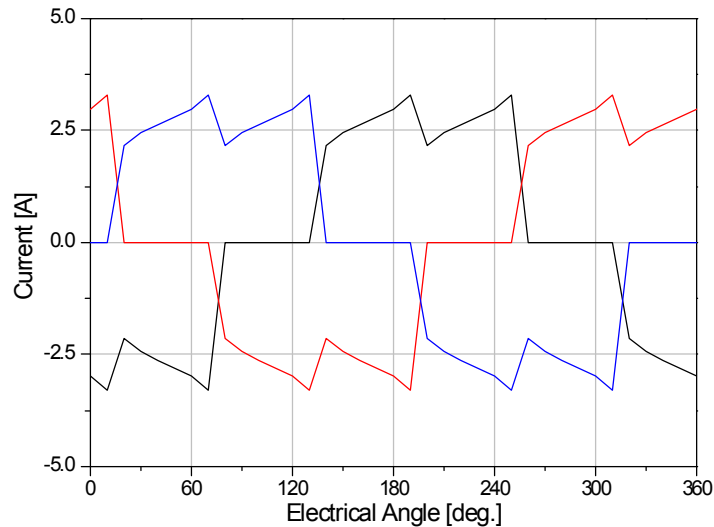


그림 4.24. 정격부하시 입력전류

Fig. 4.24. Input current under the rated load condition

무부하 및 정격부하시 고정자 철심의 철손을 계산하고, 이를 자기등가모델 결과와 비교하여 표 4.9에 나타내었다. 등가모델을 이용한 해석결과와 비교하여 다소 크게 계산되었는데, 이는 그림 4.25와 같이 회전자의 오버행 구조에 의한 고정자 철심 상단의 국부적인 자속집중 현상에 의한 것으로 판단된다. 즉, 영구자석의 오버행에 의하여 증가된 자속이 공극을 지나 고정자 철심으로 들어올 때, 공극과 맞닿은 고정자 폴 슈의 상단 부분에 자속이 집중되어 그림과 같이 자기포화가 발생하게 된다. 이는 그림 4.26의 철손 분포도에서도 확인 가능하다. 집중된 자속에 의한 밀도와 변화량 증가에 의하여 폴 슈 부분의 철손이 상대적으로 크게 발생함을 알 수 있다. 이와 함께, 구형과 전류 인가에 따른 치 자속밀도의 고조파 성분 증가가 부하 해석시 두 결과의 차이를 더욱 증가시킨 것으로 판단된다.

표 4.9. 자기등가회로 및 유한요소 모델을 이용한 철손해석 결과

Table 4.9. Iron loss calculations using the MEC and 3D FEA

	자기등가회로	3D FEA	오차[%]
무부하 철손[W]	7.2	8.2	12.2
부하 철손[W]	4.5	5.4	16.7



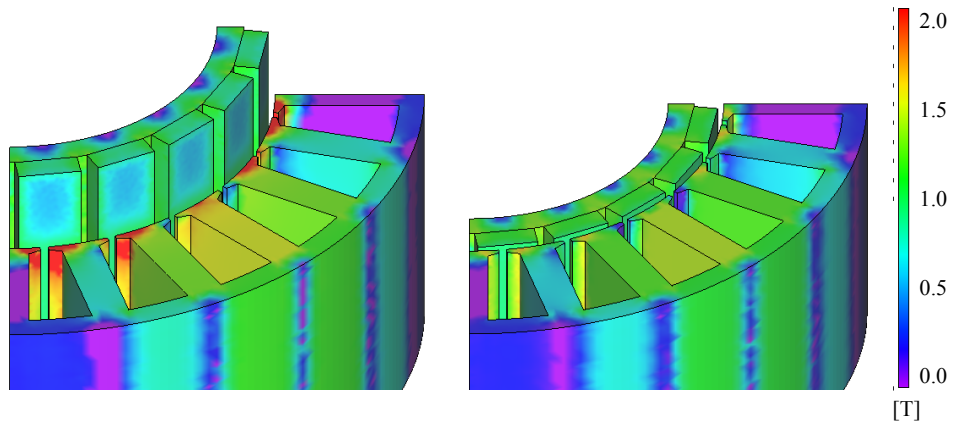


그림 4.25. 회전자 오버행 적용 모델(좌)과 미적용 모델(우)의 고정자 치상단의 자속밀도분포

Fig. 4.25. Magnetic flux density at the top of stator teeth; rotor overhang model (left) and non-overhang model (right)

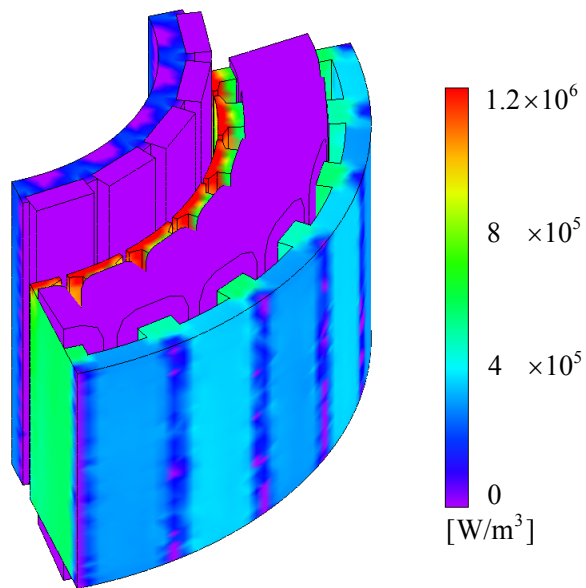


그림 4.26. 정격부하시 철손분포

Fig. 4.26. Iron loss distribution under rated load condition

## 제 5 장 시제품 제작 및 특성평가

본 논문에서 제안한 전동기의 설계 및 해석기법을 실험적으로 검증하기 위하여, 시제품을 제작하고 시험평가를 진행하였다. 우선 고정자 철심과 인슐레이터, PCB 등 세부 부품의 제작과 조립방법에 대하여 상세히 기술한다. 역기전압과 코깅토크 등의 무부하 시험과 부하에 따른 입출력 특성 시험을 실시하여, 효율과 전류, 온도 특성 등을 분석하고 해석방법의 타당성을 확인하였다. 이후 감속기와 센서, 브레이크, 베어링 등과 전동기를 결합하여 관절 구동모듈을 구성하고 부하시험을 수행하였다.

### 5.1 시제품 제작

설계 완료된 전동기의 성능평가 및 분석을 위하여 시제품을 제작하였다. 각 세부 부품별 제작과 조립과정을 기술하면 아래와 같다.

#### (1) 고정자 철심

본 논문에서는 슬롯 내 권선의 점적율을 최대화하고, 고정자의 축방향 길이를 최소화하기 위하여 집중권 방식의 분할코어를 적용하였다. 그림 5.1과 같이 T 형상으로 강판 시트를 가공하고 레이저 용접을 통하여 적층한 후, 인슐레이터를 조립하여 분할된 단일코어를 구성한다. 이후 코일을 권선하고 24개의 단일코어의 양측 요크부를 서로 결합하여 고정자 철심을 완성한다.

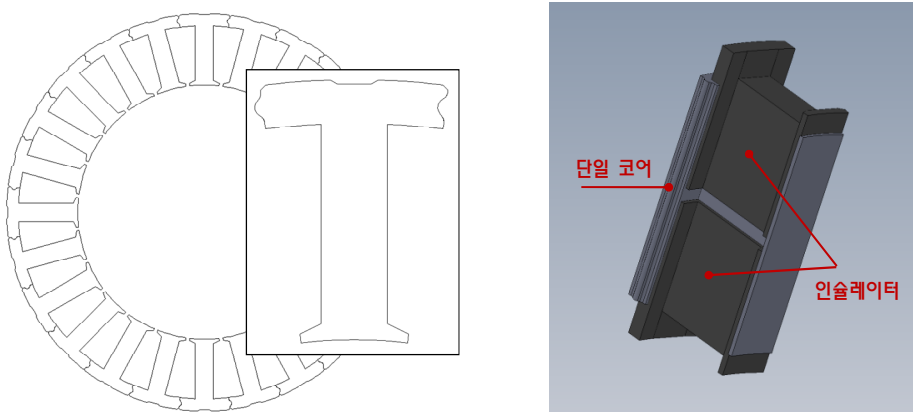


그림 5.1. 인슐레이터가 결합된 단일코어

Fig.5.1. Single core with insulator

## (2) 인슐레이터

인슐레이터는 내열성과 내식성, 기계적 강도가 우수한 유리섬유 강화 플라스틱을 이용하여 제작하였다. 제작된 단일코어에 0.3mm의 두께로 인슐레이터를 가공하여 코어의 상하면에서 각각 결합하였다. 고정자 철심의 상단에는 코일결선과 센서조립을 위한 PCB가 결합되는데, 전체 단일코어 중 90도 간격을 갖는 4개의 단일코어에 대하여 그림 5.2와 같이 별도의 돌기를 추가한 인슐레이터를 적용하여, PCB의 정확한 위치선정과 안착이 가능하도록 하였다.

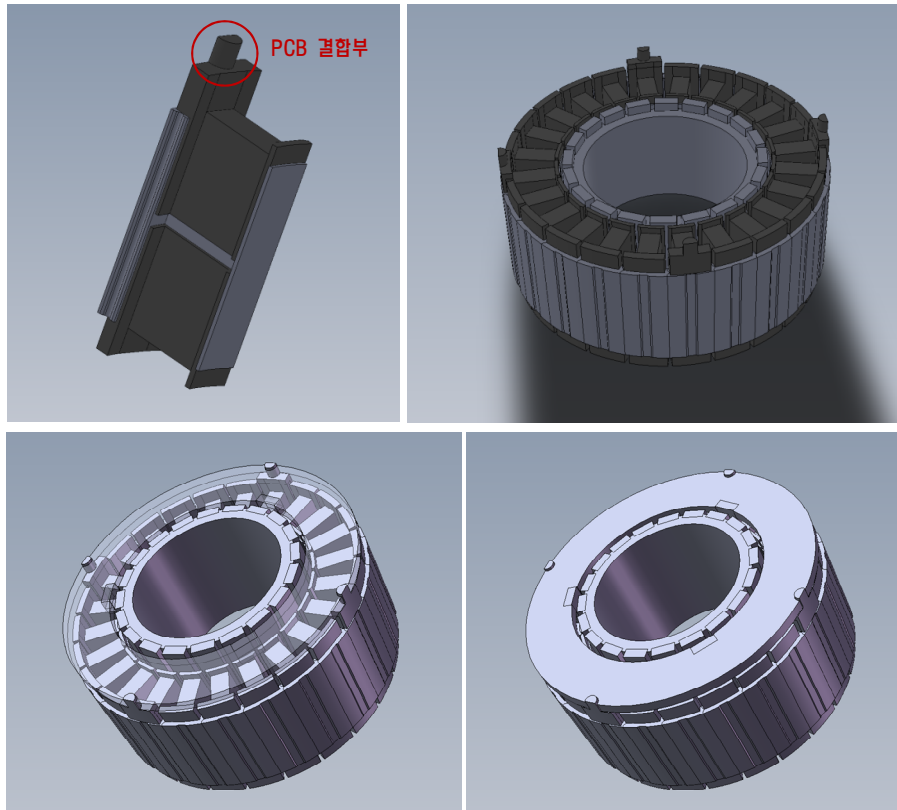


그림 5.2. PCB 결합을 위한 돌기형 인슐레이터  
Fig.5.2. Insulator with additional boss for PCB assembly

## (3) 결선 및 센서 일체형 PCB

권선이 완료된 각 단일코어에서는 두 가닥의 코일이 생성되며, 슬롯의 수만큼 더해지면서 그림 5.3과 같이 총 48개의 코일이 인출된다. 본 논문에서는 용이한 코일의 결선작업과 결선에 따른 축방향 길이의 증가를 최소화하기 위하여, 별도의 PCB를 제작하여 상부의 인슐레이터에 결합하였다. 해당 PCB에는 코일의 병렬회로수를 고려한

결선 패턴이 다층으로 고려되어 있으며, 이웃하는 단일코어의 슬롯에서 상단으로 인출되는 개별 코일을 PCB 측면의 홀에 삽입/납땜함으로써 간단하게 결선을 마무리한다.

한편, 개발 전동기는 별도의 외부 하우징 없이 회전자와 고정자가 각각 분리되어 제작되는 프레임리스(Frameless) 형태이다. 따라서 회전자의 위치 감지를 위한 홀 센서가 하우징이나 커버에 결합되는 일반적인 전동기의 구조와 달리, 고정자에 센서가 직접 고정되어야 한다. 이를 위하여 결선용 PCB의 내측면에 전기각 120도 간격으로 홀 센서를 일체화하여 제작하였다.

그림 5.4는 제작된 일체형 PCB의 형상과 고정자에 장착된 모습을 나타낸다. PCB의 층별 패턴도는 그림 5.5와 같다. 최종 조립된 고정자와 회전자를 그림 5.6과 그림 5.7에 나타내었다.

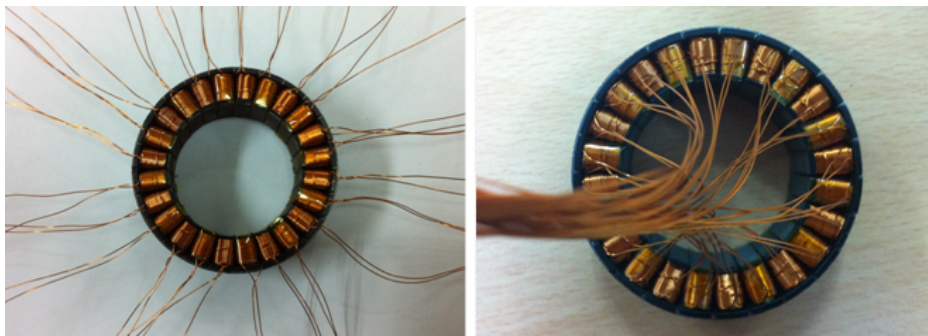


그림 5.3. 단일코어의 권선작업 후 조립된 고정자  
Fig. 5.3. Stator assembled with single cores



그림 5.4. 일체형 PCB의 세부형상  
Fig. 5.4. Specific shape of the integrated PCB

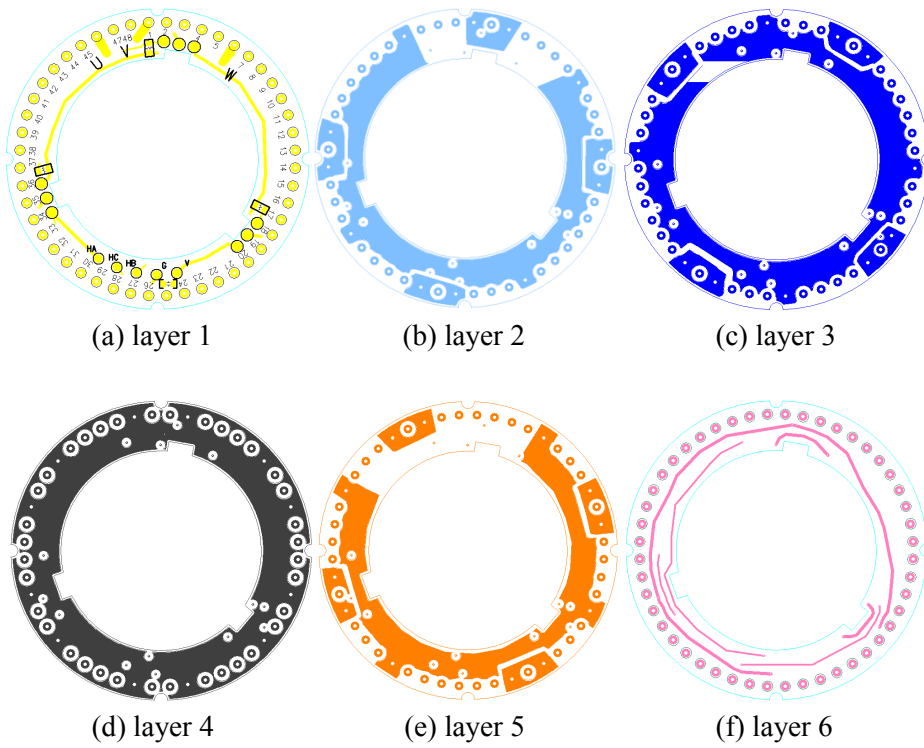


그림 5.5. 일체형 PCB의 층별 패턴도  
Fig. 5.5. Layer patterns of the integrated PCB

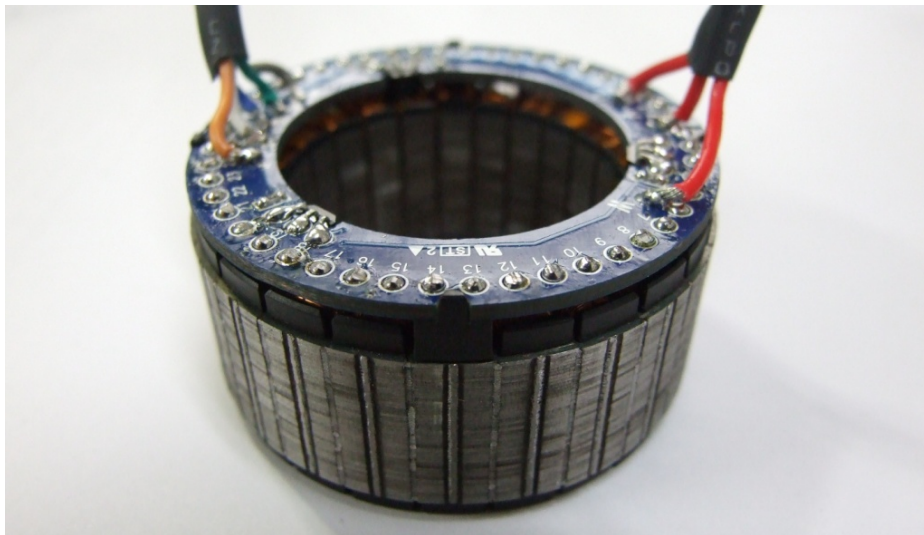


그림 5.6. 인슐레이터와 PCB가 조립된 고정자  
Fig. 5.6. Stator assembled with insulator and PCB

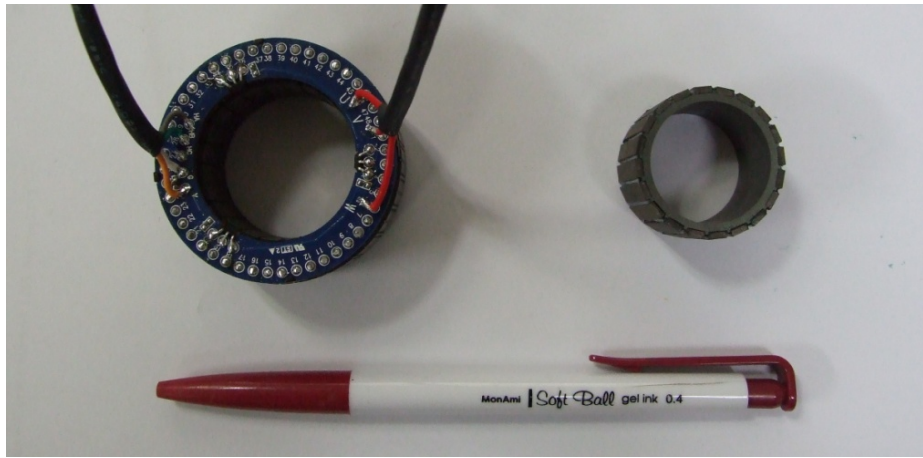


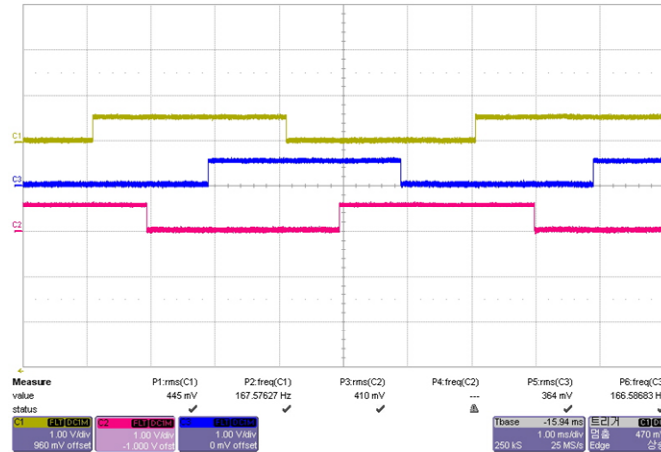
그림 5.7. 제작된 고정자와 회전자  
Fig. 5.7. Manufactured stator and rotor



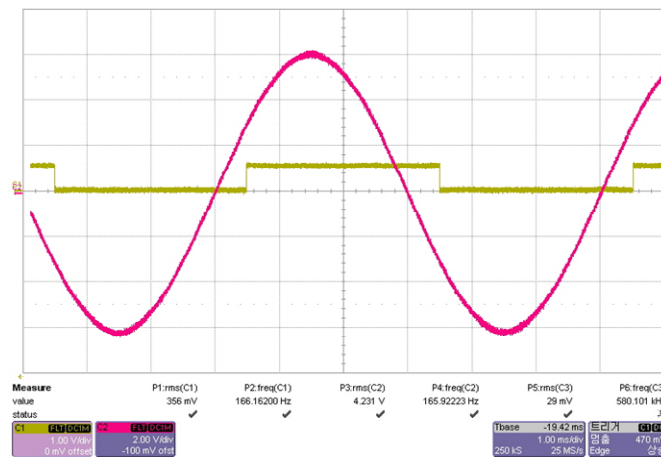
## 5.2 전동기 특성평가

### 5.2.1 무부하 특성평가

제작된 전동기의 홀 센서 출력신호를 측정하여 그림 5.8에 나타내었다. 각상의 출력신호는 전기각으로 120도의 위상차이를 보이며, 대응하는 각상의 역기전압과 30도의 위상차이를 갖는 것을 확인하였다. 이를 통하여 결선 및 센서 일체형 PCB의 제작과 고정자간 조립이 이상없이 이루어졌음을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 5.8. 홀 센서 출력; (a) 각 상의 홀 센서 출력파형, (b) 상 역기전압과 홀 센서 출력파형의 위상차이

Fig. 5.8. Hall sensor output; (a) sensor output waveform of each phase, (b) phase difference between EMF and sensor output

무부하 시험을 통하여 전동기의 역기전압과 코깅토크를 분석하였다. 역기전압은 전동기의 전반적인 전자기적 특성을 가장 간단하게 파악할 수 있는 대표적인 지표로서, 측정된 파형으로부터 무부하 속도와 토크상수, 부하에 따른 대략적인 입출력 특성 등을 예측할 수 있다. 그림 5.9와 같이 제작된 전동기와 임의의 구동 전동기를 축계 결합하여 1,000r/min의 속도에서 유기되는 전압을 측정하였다. 그림 5.10에서 확인할 수 있듯이, 해석을 통한 예상치 대비 약 3% 작은  $6.8V_{peak}(4.8V_{rms})$ 로 측정되어, 영구자석을 포함한 자성재료의 선정과 제작 등이 원활하게 진행되었음을 확인하였다.

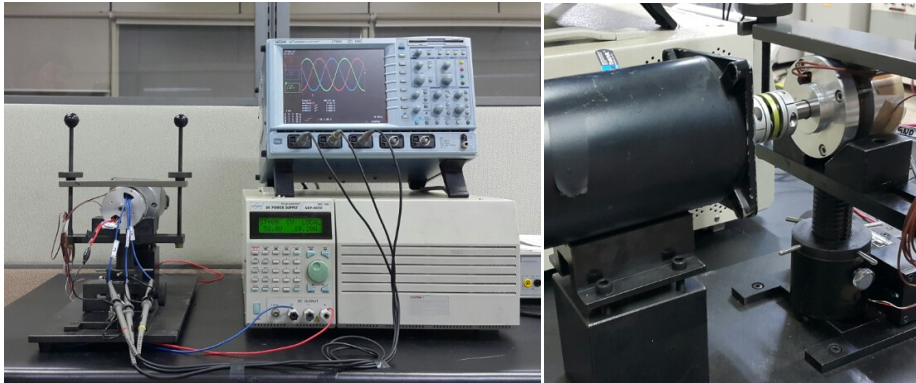


그림 5.9. 역기전압 측정장면

Fig. 5.9. EMF measurement

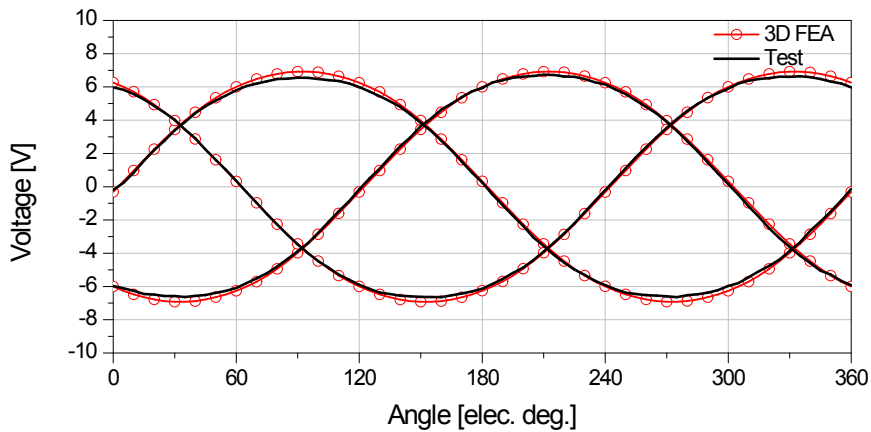


그림 5.10. 해석 및 측정 역기전압 비교

Fig. 5.10. Comparison of the simulated and measured EMF



그림 5.11과 같이 코깅토크 전용 측정장비를 이용하여 1r/min의 속도로 회전자를 회전시키면서 코깅토크를 측정하고, 이를 해석결과와 비교하여 그림 5.12에 나타내었다. 최대값과 최소값의 차이를 기준으로 해석결과 대비 약 20% 정도 작은  $14.4\text{mNm}_{pp}$ 가 측정되었으며, 토크의 파형도 임의의 주기성을 갖는 불규칙한 형태였다. 코깅토크의 차이가 발생하는 원인은 다양하게 예측할 수 있는데, 고정자 폴 슈의 가공과 분할코어의 조립과정에서 발생하는 오차와, 회전자의 영구자석 조립시 한쪽 방향으로 치우쳐 조립되는 현상 등에 의한 것으로 판단된다.

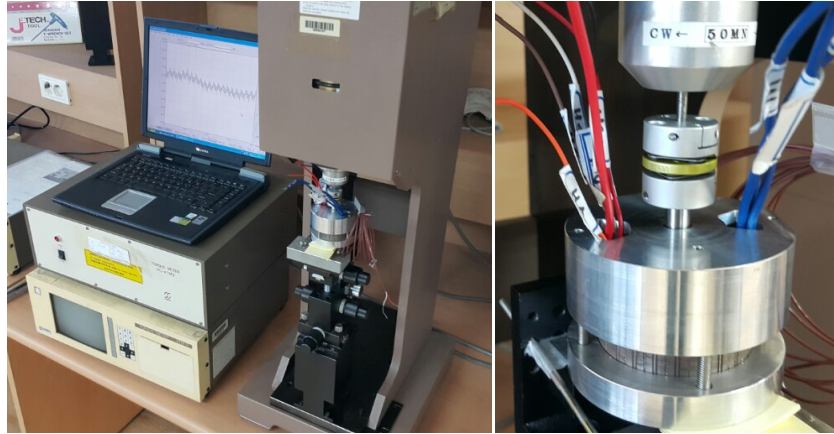


그림 5.11. 코깅토크 측정장면  
Fig. 5.11. Cogging torque measurement

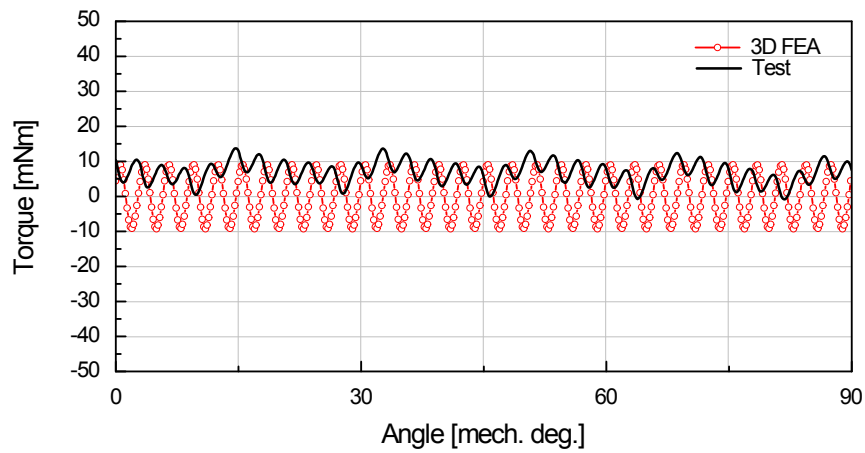


그림 5.12. 해석 및 측정 코깅토크 비교  
Fig. 5.12. Comparison of the simulated and measured cogging torque

### 5.2.2 부하 특성평가

그림 5.13와 같이 전동기를 부하시험장치에 결합한 후, 부하의 변화에 따른 입출력 특성을 평가하였다. 구동 드라이버는 시험평가를 위한 구형파 전류 방식의 범용 센서리스 제어기를 사용하였다. 구형파 구동시상 전류의 전환에 의한 전류 맥동(Ripple)이 증가하여, 정현파 구동방식 대비 토크 맥동이 증가하고 평균 토크의 크기도 변할 수 있다. 하지만 구형파 구동방식은 3상 2여자 구동에 의해 일반적으로 인버터의 스위칭 손실이 적고, 데드 타임이 필요치 않아 전압 이용률을 증대시킬 수 있으며, 상대적으로 하드웨어가 단순하여 저가 구현이 가능하다는 장점이 있다[103], [104]. 본 논문에서 적용사례로 제시하고 있는 구동모듈은 선진사 제품 대비 저가격화 기술개발을 중요한 개발목표 중 하나로 설정하고 있기 때문에, 우선적으로 구형파 구동방식을 이용하여 전동기의 특성시험을 진행하였다. 제작된 전동기의 역기전압 파형을 고려할 때, 정현파 전류 구동시에는 토크 맥동이 적은 보다 양호한 출력이 가능할 것이다.



그림 5.13. 부하시험 장치

Fig. 5.13. Load test equipment

1Nm의 부하토크까지 계측된 전 운전구간에서의 효율과 전류에 대한 특성맵을 그림 5.14와 그림 5.15에 나타내었다. 예상한 바와 같이 정격부하 지점에서 가장 높은 효율을 나타내며, 정격토크와 최대토크 범위내의 입력전류의 크기는 부하에 비례하여 선형적으로 증가함을 확인하였다. 전류와 토크의 선형관계는 서보 전동기의 기본 요건 중 하나로서, 안정된 토크 및 속도제어를 위한 전제조건이 된다. 전동기 설계 시, 요구되는 부하토크의 전체 범위 내에서 철심의 자기포화에 의한 비선형 특성을 최소화하여 설계하여야 하며, 출력 밀도 증대를

위한 집적화된 전동기 설계의 경우에는 이에 대한 고려가 더욱 필요하다.

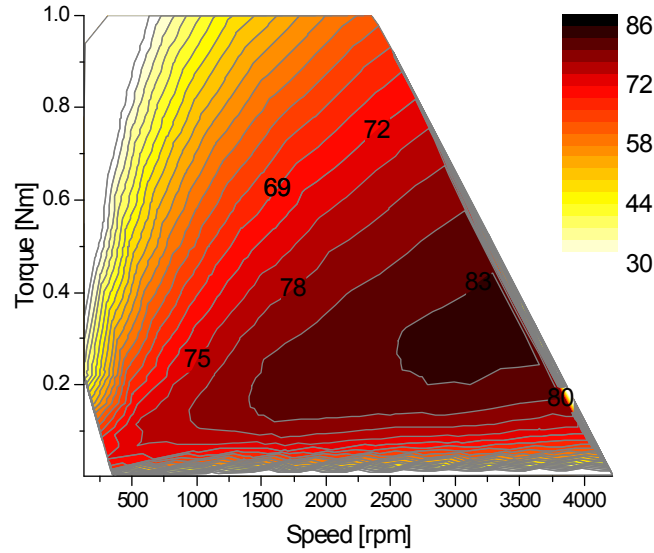


그림 5.14. 부하에 따른 전동기의 효율맵

Fig. 5.14. Efficiency map with respect to the loads

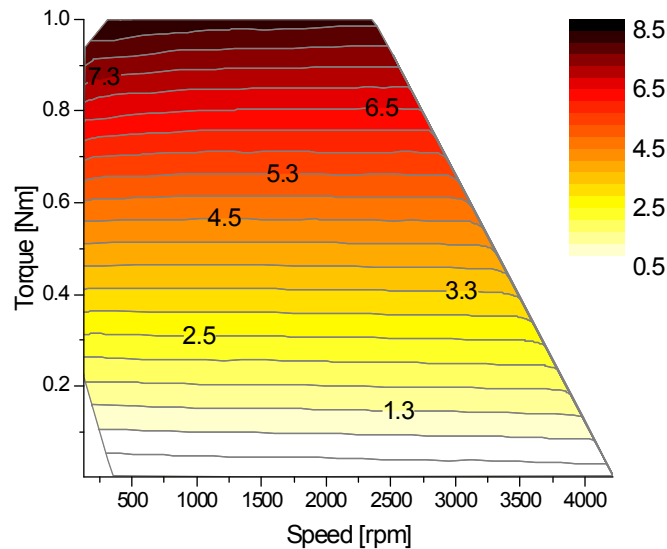


그림 5.15. 부하에 따른 전동기의 전류맵

Fig. 5.15. Input current map with respect to the loads

이어서 로봇 관절의 실제 움직임에 따른 전동기 부하의 궤적과 효율특성을 살펴보았다. 그림 4.2의 부하특성과 감속비 및 관성모멘트를 이용하여 부하구동에 필요한 전동기의 필요토크와 속도를 시간에 따라 계산하고 이를 그림 5.16에 나타내었다. 계산된 토크와 속도에 의한 전동기의 동작점을 그림 5.17과 같이 효율맵 위에 표시하였다. 주어진

관절부하의 속도 30r/min에 해당하는 3,000r/min 부근에서 다수의 동작지점을 확인할 수 있으며, 부하구동에 필요한 대부분의 토크는 효율이 우수한 정격부하 0.3Nm 주변임을 알 수 있다. 이는 제안된 설계기법 기반의 효율적인 운전을 고려한 전동기 설계와 이를 반영한 전동기 제작이 매우 적절하게 이루어졌음을 의미한다.

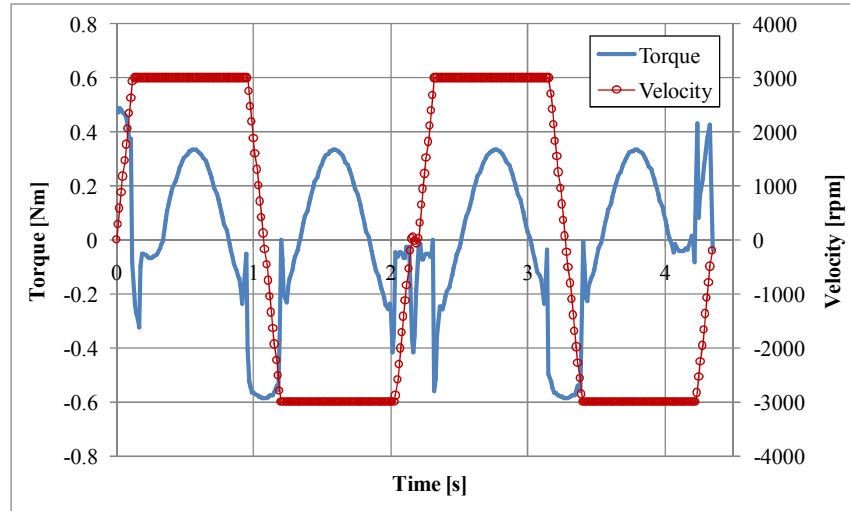


그림 5.16. 관절구동을 위한 전동기의 필요토크 및 속도  
Fig. 5.16. Required torque and velocity of motor for joint driving

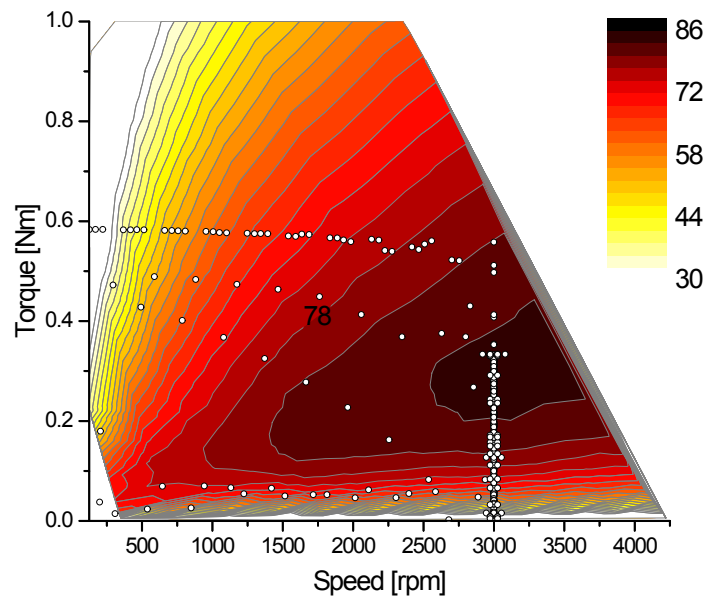


그림 5.17. 부하 구동시 전동기의 동작점 분포  
Fig. 5.17. Operating points of motor for the given loads

정격 부하시 코일의 온도 포화시험을 진행하였다. 고정자 코일이 감긴 슬롯 두 곳에 그림 5.18과 같이 열전대를 삽입하고 정격부하를 인가하여 코일의 온도를 측정하였다. 시험 시작 후 약 2시간 45분 이후에 코일의 온도는 포화되기 시작하였으며, 그림 5.19과 같이 코일과 하우징의 포화온도는 각각 99.8℃와 76.8℃, 온도 증가분은 각각 73.2℃와 50.2℃로 측정되었다. 코일의 포화온도는 열등가회로를 이용한 해석치 107.1℃ 대비 약 7℃정도 낮은 수치로서, 그림 3.40의 시험결과를 통한 온도계수의 보정을 거치면서 오차는 다소 감소하였으나, 여전히 7.3% 정도의 해석오차를 보였다. 이는 시험용 안착 지그와 축계 결합용 커풀링, 다이ना모미터 등의 시험장치를 통한 추가적인 열전달과, 전동기 세부 부문별 열저항의 산정 등에서 발생한 오차에 의한 영향으로 사료된다.

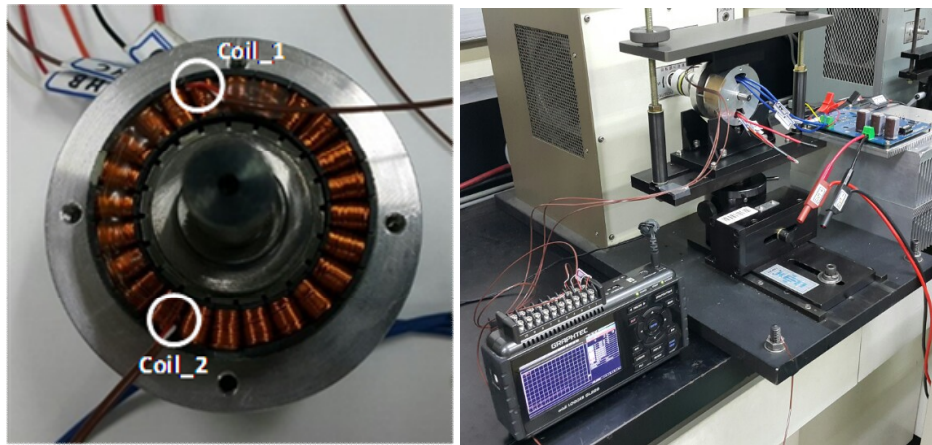


그림 5.18. 온도 포화시험 장면  
Fig. 5.18. Temperature saturation test

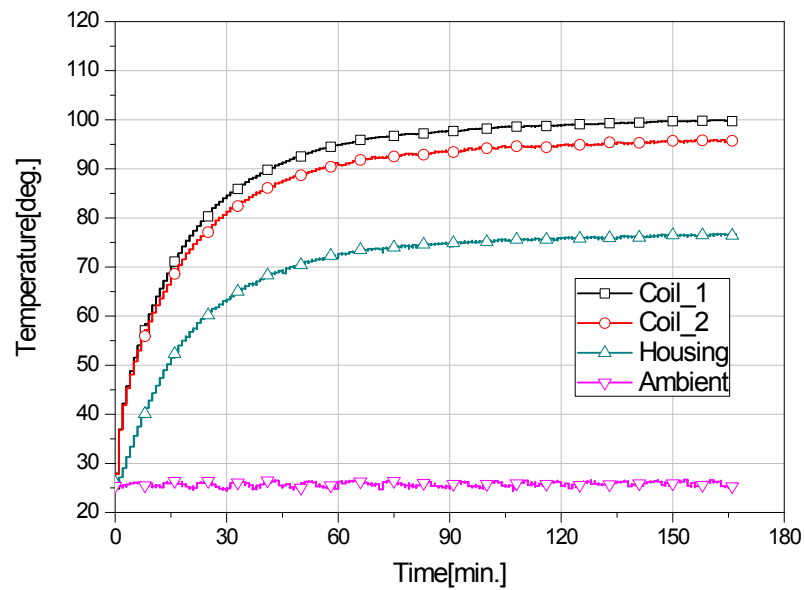


그림 5.19. 정격부하시 코일과 하우징의 온도시험 결과(0.3Nm@3,000r/min)  
 Fig. 5.19. Temperature of coil and housing under the rated load condition (0.3Nm@3,000r/min)

표 5.1. 해석 및 측정을 통한 코일과 하우징 온도  
 Table 5.1. Simulated and measured coil and housing temperature

	해석치 [°C]	측정치 [°C]	오차[%]
코일	107.1	99.8	7.3
하우징 표면	74.9	76.8	2.5



## 5.3 모듈 특성평가

### 5.3.1 모듈 조립

제작된 전동기를 이용하여 그림 5.20과 같이 로봇관절의 구동 모듈을 구성하였다. 구동 모듈은 축토크 센서와 감속기, 전동기, 브레이크, 증분 및 절대형 엔코더, 베어링을 포함하는 기구부 등으로 구성된다. 축토크 센서는 충돌감지를 위한 외력 측정과 직접 교시(Direct teaching)를 위한 것으로서, 모듈의 전단부에 위치하여 최대 50Nm의 토크까지 측정 가능하다. 브레이크의 구동부는 한 쌍의 소형 DC 전동기와 리드스크류를 포함하는 감속기로 구성되고, 전원이 인가되면 브레이크 패드와 축간 일정한 이격거리를 확보하여 자유로운 회전을 가능하게 한다. 듀얼 피드백 제어방식을 적용하여, 위치와 속도제어 등의 기본적인 구동을 위한 증분형 엔코더와 감속기의 백래쉬나 축 처짐 등에 의한 위치와 속도 오차를 보정하기 위한 절대형 엔코더를 동시에 활용하였다. 전동기 구동 드라이버는 방열 특성을 증대시키기 위하여 구동 모듈 사이의 링크부에 체결하였다. 그림 5.21은 머니플레이터 내부의 구동 모듈 배치 형상을 나타낸다. 최종 조립된 관절모듈은 그림 5.22와 같다.

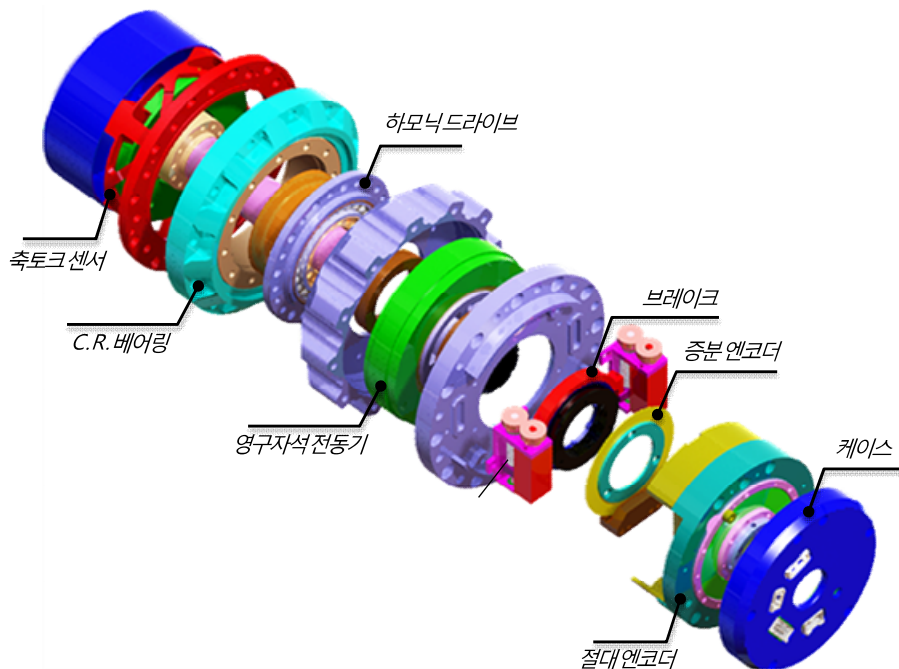


그림 5.20. 구동 모듈의 구조

Fig. 5.20. Structure of driving module

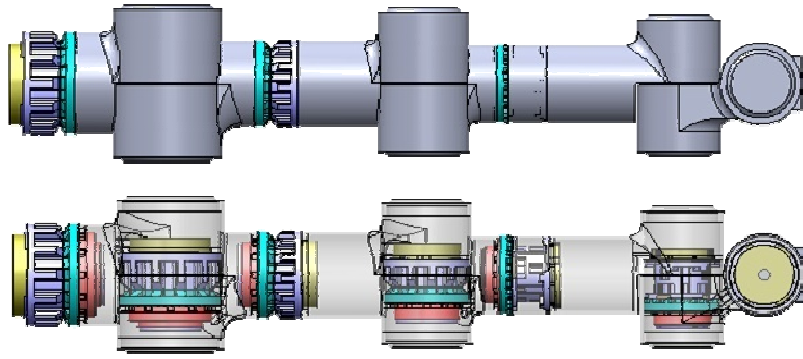


그림 5.21. 머니플레이터 내부의 구동모듈 배치도  
Fig. 5.21. Layout of the driving module inside the manipulator



그림 5.22. 조립된 구동모듈  
Fig. 5.22. Assembled driving module

### 5.3.2 부하 특성평가

그림 5.23과 같이 성능평가 시스템을 구성하여 제작된 구동모듈의 부하시험을 진행하였다. 구동모듈과 부하 인가용 파워 브레이크 사이에 토크/속도센서를 결합하고, 부하토크의 크기와 속도를 변화시키면서 입출력 특성을 평가하였다. 측정된 효율과 입력전류의 크기는 각각 그림 5.25 및 그림 5.26와 같다. 구동모듈의 효율분포는 전동기 단품과 유사한 형태를 보였으며, 그림 5.24와 같은 시간에 따른 관절부하의 토크와 속도에 의한 실제 동작점을 측정한 구동모듈의 효율맵에 함께 나타내었다. 전동기 단품의 시험 결과와 마찬가지로 구동모듈의 고효율 영역을 중심으로 관절의 주요 동작점이 위치하는 것을 확인할 수 있었으며, 주요 동작점에서의 입력 전류의 크기도 제어기의 연속정격 3A를 초과하지 않았다. 이는 주어진 로봇 시스템의 동적 부하특성을 고려한 효과적인 전동기의 설계와 감속기 선정이



이루어졌음을 의미한다. 이와 같이 구동모듈의 부하시험을 통하여 정격과 최대부하 등의 원활한 구동을 확인하였으며, 전동기의 입출력 요구조건을 만족하는 효율적인 설계와 제작을 확인할 수 있었다.

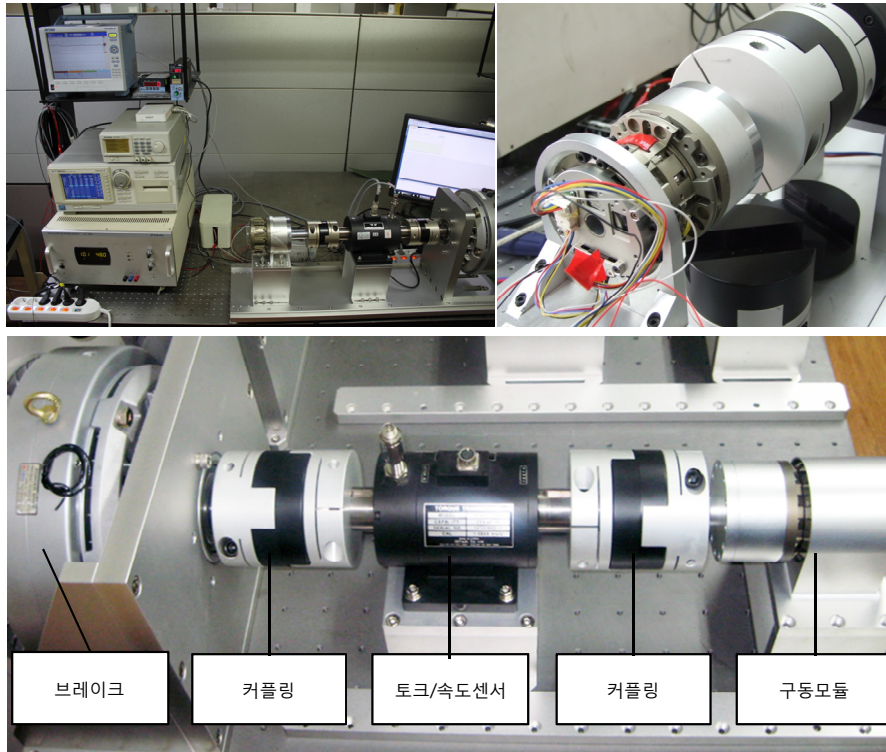


그림 5.23. 구동모듈 성능평가 장치  
Fig. 5.23. Test equipment for driving module

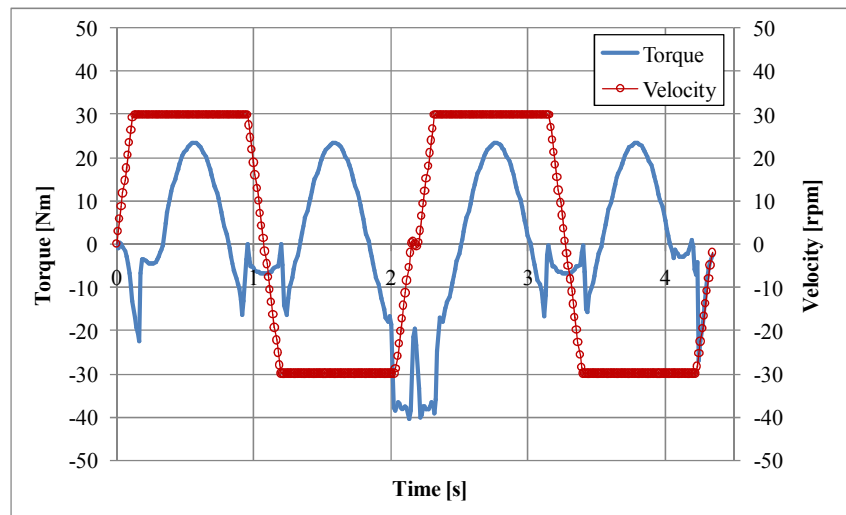


그림 5.24. 관절의 동작에 따른 구동모듈의 토크 및 속도  
Fig. 5.24. Torque and velocity of module with respect to the joint motion

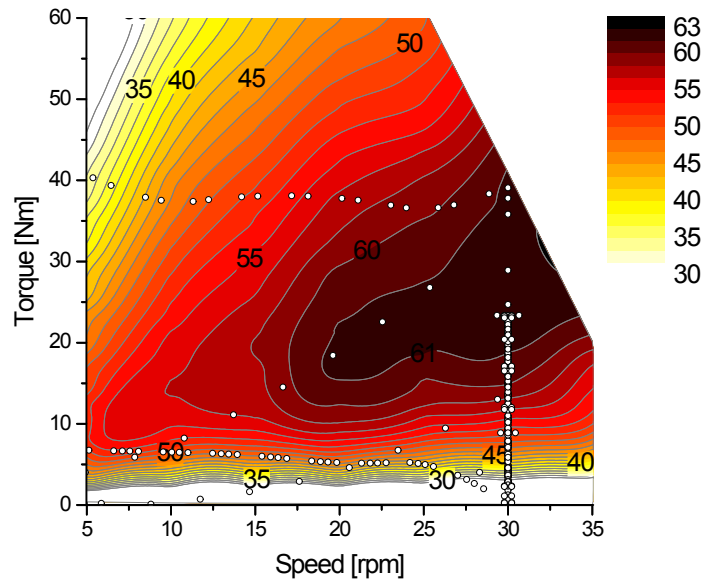


그림 5.25. 부하에 따른 구동모듈의 효율맵 및 동작점 분포  
 Fig. 5.25. Efficiency map and operation points with respect to the loads

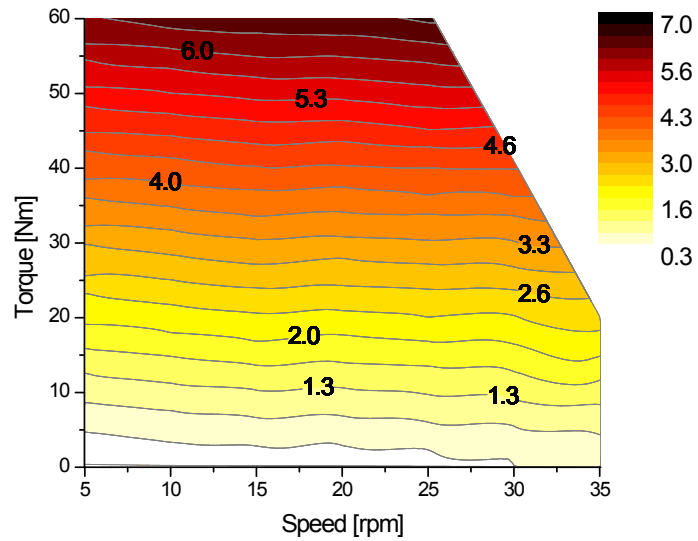


그림 5.26. 부하에 따른 구동모듈의 전류맵  
 Fig. 5.26. Input current map with respect to the loads

## 제 6 장 결론 및 향후 연구계획

### 6.1 결론

본 논문에서는 로봇 시스템에 보다 실제적이며 최적화된 관절구동용 전동기의 설계기법에 대하여 기술하였다. 기존의 관련 연구 대부분이 상용 전동기와 감속기의 사양서에 근거한 시스템 설계 중심의 선정방식이라는 문제점에서 출발하여, 관절구동을 위한 영구자석 전동기의 설계사양 결정방법과 결정된 사양에 부합하는 전동기의 설계 및 해석방법을 제안하였다.

인간과 작업공간을 공유하는 다관절 협업로봇은 일반 제조업용 로봇 대비 구동모듈의 집적화와 고밀도화가 더욱 요구되기 때문에, 제한된 조립공간을 충분히 활용하고 운전의 효율성을 극대화하기 위한 전동기와 감속기의 선정이 매우 중요하다. 이를 위하여 본 논문에서는, 로봇의 작업조건으로부터 관절의 각속도와 각가속도, 토크 등으로 표현되는 부하특성을 도출하고, 전동기의 구동 에너지 효율과 부하의 최대속도, 상용 감속기의 입출력 특성 등을 종합적으로 고려하는 최적의 설계사양 결정방법을 제안하였다.

전동기의 특성해석을 위해서는 빠른 해석시간과 전동기의 다양한 형상변화에 대응이 용이한 등가회로모델을 이용하였다. 누설자속과 비선형 특성, 프린징 및 슬롯효과를 고려한 자기등가회로를 구성하고, 공극자속밀도를 비롯한 쇄교자속과 역기전압의 분포를 계산하여, 수치해석결과 수준의 정확성을 확인하였다. 또한 공극자속밀도의 증대와 회전자 위치 감지를 위한 오버행 구조를 효과적으로 분석하기 위하여, 유효 오버행 길이를 활용한 등가회로 모델을 제안하고 수치해석 및 실험결과와 비교하여, 등가회로 모델로 전동기의 3차원 구조를 충분히 고려할 수 있음을 확인하였다. 전기강판의 철손 데이터로부터 손실계수를 산정하고 실제 자속의 변화 패턴에 따른 추가적인 와전류 손실을 고려하여, 철손 계산식을 새롭게 구성할 수 있었다. 부하시 자속밀도 계산을 위하여 영구자석과 전류에 서로 독립적인 자기회로를 구성하고 해석의 유용성과 정확성을 확인하였다. 열등가회로를 구성하여 코일을 비롯한 세부 부분별 온도를 예측하고, 이를 시험결과와 비교/검증하였다.

제안한 전동기의 설계기법을 검증하기 위하여 7자유도를 갖는 양팔형 협업로봇의 관절구동용 전동기를 설계/제작하여 특성을 평가하였다.

제안된 방법을 이용하여 로봇의 부하특성으로부터 설계사양을 도출한 후, 영구자석과 고정자 치의 두께를 설계변수로 하여 전동기의 특성을 분석하였다. 설계사양을 만족하는 다양한 설계안의 비교/분석을 위하여, 최대효율 운전여부와 모터상수, 코일온도 등의 성능지표를 비교하고 최적의 모델을 선정할 수 있었다. 설계된 관절구동용 전동기의 시작품을 제작하여, 전동기 단품과 구동모듈에 대한 다양한 특성시험을 수행하여 제안된 해석 및 설계기법의 타당성을 검증하였다.

이상에서 살펴본 바와 같이 본 논문에서는 로봇의 관절구동용 전동기의 설계방법을 제안하였다. 유한한 전동기와 감속기 후보군 중에서 부하 특성에 가장 근접하다고 판단되는 조합을 선정하는 기존의 방식을 개선하여, 부하특성에 최적화된 전동기의 설계사양 결정방법과 등가회로 모델을 이용한 빠르고 정확한 해석방법을 제안하였다. 향후 급속한 시장확대가 예상되는 협업로봇용 구동모듈의 개발을 위한 유용한 참고자료가 될 것으로 사료된다.

## 6.2 향후 연구계획

본 논문에서 제시한 연구 내용 이외에도 관절구동용 영구자석 전동기의 설계와 정확한 성능예측을 위해서는 다음과 같은 다양한 연구가 진행되어야 할 것이다.

본 논문에서는 전동기의 구동 에너지 계산시 동손을 제외한 나머지 손실은 무시하였다. 로봇관절 구동용 전동기의 경우 상대적으로 높은 토크밀도를 요구하기 때문에 전체 손실 중 동손의 비율이 가장 높고, 실제 설계모델의 손실을 분리하면 동손이 철손 대비 2배 이상 크다. 하지만 철손을 포함한 전체 손실을 반영하여 구동 에너지를 계산한다면 해석의 정확도를 더욱 향상시킬 수 있을 것이다. 또한 회생 에너지가 직류단 전원으로 반환되는 회생 모드의 경우, 감속기와 전동기, 인버터의 효율을 전동기 동작 모드와 다르게 고려할 필요가 있다. 이 경우 전체 구동 에너지 식이 변경되어 최적 설계가 본 논문의 결과와 상이해질 수 있으므로 회생 운전이 빈번한 경우에는 이에 대한 고려가 필요하다.

전동기의 설계사양 결정시 감속기의 효율을 일정하게 가정하였다. 실제 감속기의 효율은 입력속도와 부하토크, 주변온도, 윤활조건, 감속비 등에 따라 달라지는데, 이러한 특성 데이터를 충분히 반영하여 제안된 설계기법에 활용한다면 부하특성에 더욱 근접한 전동기 설계가 가능할

것으로 판단된다.

논문에서 제시된 영구자석 전동기는 회전자의 비대칭 오버행 구조로 인하여, 고정자 폴 슈 상단의 자속밀도가 국부적으로 포화되고 철손 역시 증가한다. 제안된 자기등가회로에 이러한 자속의 집중이 예상되는 부분을 별도의 자기저항으로 모델링하여 추가적으로 고려한다면 보다 효과적인 분석이 가능할 것이다.

본 연구에서는 열등가회로를 이용한 정상상태에서의 코일과 주변부의 온도를 계산하였다. 열용량과 열시정수를 고려한 과도상태 온도특성을 분석한다면 부하의 실시간 변화에 따른 보다 상세한 열해석이 가능할 것이다. 이는 감속기와 베어링, 센서 등이 결합된 실제 모듈상태의 복합적인 열전달 특성분석에도 커다란 도움을 줄 것으로 사료된다.

본 논문에서는 전동기 단품과 구동모듈에 대한 부하시험까지 진행된 상태이다. 향후 관절 구동모듈을 적용한 양팔로봇을 이용하여 시스템 레벨에서의 성능을 평가할 예정으로, 현재 2자유도의 허리와 7자유도의 머니플레이터 2개로 구성된 양팔로봇 시스템과 휴대폰 포장 작업을 고려한 시험 환경을 구축 중이다. 포장 공정에서의 목표 작업시간(Task time)은 90초이며, 작업시간의 50%, 80%, 100%, 120%에 해당하는 동작 프로파일을 시뮬레이션 하고 실제 양팔로봇에 적용함으로써, 제안된 설계기법을 통한 전동기의 성능을 검증할 계획이다.

## 참고 문헌

- [1] “World Robotics 2015,” International Federation of Robotics, 2015.
- [2] 백봉현, “글로벌 로봇산업 동향과 전망,” 한국로봇산업진흥원, 2014.
- [3] “2 차 지능형로봇 기본계획,” 산업통상자원부, 2014.
- [4] “로봇 미래전략 (2013-2022),” 산업통상자원부, 2012.
- [5] 이상무, “중소제조기업 환경분석과 로봇의 적용,” 한국생산기술연구원, 2014.
- [6] “산업기술 R&BD 전략(2015-2018),” 산업통상자원부, 2014.
- [7] “인간-로봇 협업 매니플레이션 기술,” 차세대로봇 전략기술지원단, 2008.
- [8] “인간-로봇 협업 기술에 대한 연구동향,” 한국기계연구원, 2010.
- [9] S. Haddadin, A. Albu-Schaeffer and G. Hirzinger, “Safe Physical Human-Robot Interaction: Measurements, Analysis and New Insights,” *In Proceedings of the 13th International Symposium of Robotics Research (ISRR2007)*, 2007.
- [10] R. D. Schraft, E. Helms, M. Hans and S. Thiernemann, “Man-Machine-Interaction and Co-Operation for Mobile and Assisting Robots,” *In Proceedings of EIS 2004*, 2004.
- [11] “New Industrial Robotics: Human and Robot collaboration for the factory.” KUKA, 2014.
- [12] “Industrial Safety Requirements for Collaborative Robots and Applications.” ABB, 2014.
- [13] H. Jeong, H. Kim, J. Cheong and W. Kim, “Virtual Joint Method for Kinematic Modeling of Wheeled Mobile Manipulators,” *International Journal of Control, Automation, and Systems*, vol. 12, no. 5, pp.1059-1069, 2014.
- [14] Choi, C., Jung, S., Kim, S., Lee, J., Choe, T., Chung, S. and Park, Y., “A motor selection technique for designing a manipulator,” *Control, Automation and Systems, ICCAS'07. International Conference on. IEEE*, pp. 2487-2492, 2007.
- [15] 최창환, 정승호, 김석환, 이정엽, 최덕선, 정상철, 박용운, “기전 시스템의 구동 모터 선정 방법과 견마로봇용 지뢰탐지 구동 자치에의 적용,” *한국군사과학기술학회지*, vol. 10, no. 4, pp. 185-194, 2007.
- [16] H. Giberti, S. Cinquemani and G. Legnani, “A practical approach to the selection of the motor-reducer unit in electric drive systems,” *Mechanics based design of structures and machines*, vol. 39, no. 3, pp. 303-319, 2011.
- [17] H. J. Van de Straete, P. Degezelle, J. De Schutter and R. J. Belmans, “Servo motor selection criterion for mechatronic applications,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 3, no. 1, pp. 43-50, 1998.
- [18] H. J. Van de Straete, J. De Schutter and R. J. Belmans, “An efficient procedure for checking performance limits in servo drive selection and optimization,” *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 4, no. 4, pp. 378-386, 1998.
- [19] H. J. Van de Straete, J. De Schutter and K. U. Leuven, “Optimal variable transmission ratio and trajectory for an inertial load with respect to servo motor size,” *Journal of Mechanical Design*, vol. 121, pp. 544-551, 1999.

- [20] G. Cusimano, "Choice of electrical motor and transmission in mechatronic applications: The torque peak," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 46, no. 9, pp. 1207-1235, 2011.
- [21] G. Cusimano, "Influence of the reducer efficiencies on the choice of motor and transmission: Torque peak of the motor," *Mechanism and Machine Theory*, vol. 67, pp. 122-151, 2013.
- [22] F. Roos, H. Johansson and J. Wikander, "Optimal selection of motor and gearhead in mechatronic applications," *Mechatronics*, vol. 16, no. 1, pp. 63-72, 2006.
- [23] M. Pettersson and J. Olvander, "Drive train optimization for industrial robots," *IEEE Transactions on Robotics*, vol. 25, no. 6, pp. 1419-1424, 2009.
- [24] Zhou Lelai, Bai Shaoping and Hansen Michael R., "Integrated Dimensional and Drive-Train Design Optimization of a Light-Weight Anthropomorphic Arm," *Robotics and Autonomous Systems*, vol. 60, no. 1, pp. 113-122, 2012.
- [25] 최형식, "전기모터 기반의 해중 매니플레이터 개발", 한국마린엔지니어링 학회지, vol. 34, no. 8, pp. 1107-1114, 2010.
- [26] 진재현, 박병석, 고병승, 윤지섭, 정기정 "핫셀내 원격유지보수 작업을 위한 천정이동 서보 매니플레이터 시스템의 개발 및 성능테스트," *한국방사성폐기물학회 2005년도 춘계 학술대회*, 2005.
- [27] S.-Ghalavand, V.-Zadeh and Isfahani, "An Improved Magnetic Equivalent Circuit Model for Iron-Core Linear Permanent-Magnet Synchronous Motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 46, no. 1, pp. 112-120, 2010.
- [28] M. Moallen and G. E. Dawson, "An improved magnetic equivalent circuit method for predicting the characteristics of highly saturated electromagnetic devices," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 34, no. 5, pp. 3632-3635, 1998.
- [29] C. Mi, M. Filippa, W. Liu and R. Q. Ma, "Analytical method for predicting the air-gap flux of interior-type permanent-magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 1, pp. 50-58, 2004.
- [30] R. Qu and T. A. Lipo, "Analysis and modeling of air-gap and zigzag leakage fluxes in a surface-mounted permanent-magnet machine," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 40, no. 1, pp. 121-127, 2004.
- [31] D. C. Hanselman, "Brushless Permanent-Magnet Motor Design," McGraw-Hill, 1994.
- [32] Z. Q. Zhu, Y. Pang, D. Howe, S. Iwasaki, R. Deodhar and A. Pride, "Analysis of electromagnetic performance of flux-switching permanent-magnet machines by nonlinear adaptive lumped parameter magnetic circuit model," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 11, pp. 4277-4287, 2005.
- [33] M. Cheng, K. T. Chau, C. C. Chan, E. Zhou and X. Huang, "Nonlinear varying-network magnetic circuit analysis for doubly salient permanent- magnet motors," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 36, no. 1, pp. 339-348, 2000.
- [34] Y.A. Cengel, "Heat transfer: A practical approach," 2nd ed., McGraw-Hill, 2003.
- [35] P. H. Mellor, D. R. Roberts and D. Turner, "Lumped Parameter Thermal Model For Electrical Machines of TEFC Design," *IEE*, vol. 138, no. 5, 1991.

- [36] B. H. Lee, K. S. Kim, J. W. Jung, J. P. Hong and Y. K. Kim, "Temperature estimation of IPMSM using thermal equivalent circuit," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 2949–2952, 2012.
- [37] Li, W., Cao, J. and Zhang, X., "Electro thermal Analysis of Induction Motor With Compound Cage Rotor Used for PHEV," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 2, pp. 621–630, 2010.
- [38] Sarkara, D. and Naskar, A. K., "Computation of Thermal Condition in an Induction Motor during Reactor Starting," *International Journal of Electrical Power and Energy Systems*, vol. 44, pp. 938–948, 2013.
- [39] J. W. Jung, D. J. Kim, J. P. Hong, H. G. Lee and S. M. Jeon, "Experimental verification and effects of step skewed rotor type IPMSM on vibration and noise," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 47, no. 10, pp. 3661–3664, 2011.
- [40] G. H. Kang, Y. D. Son and G. T. Kim, "The Noise and Vibration Analysis of BLDC Motor Due to Asymmetrical Permanent Magnet Overhang Effects," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 5, pp. 1569–1577, 2008.
- [41] K. C. Kim and J. Lee, "The dynamic analysis of a spoke-type permanent magnet generator with large overhang," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 41, no. 10, pp. 3805–3808, 2005.
- [42] K. C. Kim, D. H. Koo and J. Lee, "The study on the overhang coefficient for permanent magnet machine by experiment design method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 43, no. 4, pp. 1833–1836, 2006.
- [43] K. Y. Hwang, H. Lin, S. H. Rhyu and B. I. Kwon "A Study on the Novel Coefficient Modeling for a Skewed Permanent Magnet and Overhang Structure for Optimal Design of Brushless DC Motor," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 48, no. 5, pp. 1918–1923, 2012.
- [44] D. K. Woo, D. K. Lim, H. K. Yeo, J. S. Ro and H. K. Jung, "A 2-D Finite-Element Analysis for a Permanent Magnet Synchronous Motor Taking an Overhang Effect Into Consideration," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 49, no. 8, pp. 4894–4899, 2013.
- [45] Y. Kano, T. Kosaka and N. Matsui, "Simple nonlinear magnetic analysis for permanent-magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 41, no. 5, pp. 1205–1214, 2005.
- [46] Y. Chen, Z. Q. Zhu and D. Howe, "3-D lumped parameter magnetic circuit analysis of single-phase flux-switching permanent magnet motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 6, pp. 1701–1710, 2008.
- [47] <https://www.yaskawa.com/pycprd/products/motion/sigma-5-catalog>
- [48] [http://industrial.panasonic.com/content/data/MT/PDF/minas-a5-2\\_ctlg\\_e.pdf](http://industrial.panasonic.com/content/data/MT/PDF/minas-a5-2_ctlg_e.pdf)
- [49] <http://fanuc.co.jp/en/product/catalog/index.html>
- [50] Rezazadeh, Sina, Jonathan W. Hurst, "On the optimal selection of motors and transmissions for electromechanical and robotic systems," *Intelligent Robots and Systems (IROS 2014), 2014 IEEE/RSJ International Conference on*, IEEE, 2014.
- [51] <http://harmonicdrive.net/support/catalogs/>
- [52] D. Hanselman, "Brushless Permanent Magnet Motor Design," second edition, The writers' collective, 2003.



- [53] J. R. Hendershot and T. J. E. Miller, "Design of brushless permanent-magnet motors," Magna Physics and Oxford Science Publications, 1994.
- [54] Seo, Jung-Moo, "Analysis and design of a coreless permanent-magnet machine considering the winding shape by using a lumped equivalent magnetic circuit model," *European Physical Journal. Applied Physics*, vol. 66 no. 2, 2014.
- [55] <http://www.electricalengineering-book.com/pdf/chapter-924343.pdf>
- [56] "KS C IEC 60034-1." 기술표준원.
- [57] Cheng, Siwei, "A nonintrusive thermal monitoring method for induction motors fed by closed-loop inverter drives," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 27, no. 9, pp. 4122-4131, 2012.
- [58] Kefalas, Themistoklis D. and Antonios G. Kladas, "Thermal Investigation of Permanent-Magnet Synchronous Motor for Aerospace Applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, no. 8, pp. 4404-4411, 2014.
- [59] "Electrical Insulating Materials for Heavy Electric Industry & Automotive Industry." sweco.
- [60] Z. Q. Zhu, D. Howe and C. C. Chan, "Improved analytical model for predicting the magnetic field distribution in brushless permanent magnet machines," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 38, no. 1, pp. 229-238, 2002.
- [61] "자기등가회로법에 의한 유도전동기의 과도상태해석(최종보고서)," 기초전력공학공동연구소, 2002.
- [62] 정상용, "고추력용 철심형 영구자석 선형동기전동기 특성해석 및 설계," 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2003.
- [63] <http://www.steel-n.com/>
- [64] Liu, Y., Zhang, M., Zhu, Y., Yang, J. and Chen, B., "Optimization of voice coil motor to enhance dynamic response based on an improved magnetic equivalent circuit model," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 9, pp. 2247-2251, 2011.
- [65] Sheikh-Ghalavand, B. and S. Vaez-Zadeh. "An improved magnetic equivalent circuit model for iron-core linear permanent-magnet synchronous motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 46, no. 1, pp. 112-120, 2010.
- [66] T. J. E. Miller and Rabinovici, "Back-emf waveforms and core losses of brushless DC motors," *Proc. IEE—Elect. Power Applicat.*, vol. 141, no. 3, pp. 144-154, 1994.
- [67] B. Hague, "The principles of electromagnetism applied to electrical machines," Dover Publications, 1962.
- [68] Chun, Yon-Do, Ju Lee and Shinji Wakao. "Overhang effect analysis of brushless DC motor by 3-D equivalent magnetic circuit network method," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 3, pp. 1610-1613, 2003.
- [69] 안영규, 강규홍, 김규탁, "3 차원 유한요소법을 이용한 BLDC 모터의 영구자석 오버행에 의한 소음 및 진동 특성," *대한전기학회 제 37 회 추계학술대회 논문집 B*, pp. 831-832, 2006.
- [70] 송준영, 김용재, 정상용, "자석 오버행 구조를 갖는 영구자석 동기전동기의 설계 및 특성분석," *2014 대한전기학회 전기기기 및 에너지변환시스템부문회 추계학술대회 논문집*, pp. 36-38, 2014.

- [71] Ionel, D. M., Popescu, M., Dellinger, S. J., Miller, T. J. E., Heideman, R. J. and McGilp, M., "On the variation with flux and frequency of the core loss coefficients in electrical machines," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 42, no. 3, pp. 658-667, 2006.
- [72] Mi, Chunting, Gordon R. Slemon and Richard Bonert. "Modeling of iron losses of permanent-magnet synchronous motors," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 3, pp. 734-742, 2003.
- [73] Roshen, Waseem, "Iron loss model for permanent-magnet synchronous motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 8, pp. 3428-3434, 2007.
- [74] G. R. Slemon, "High-efficiency drives using permanent-magnet motors," in *Proc. Int. Conf. Industrial Electronics, Control and Instrumentation*, vol. 2, pp. 725-730, 1993.
- [75] 서장호, "차량용 매입형 영구자석 전동기의 열 특성 해석 및 최적 설계," 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2010.
- [76] Deng, Fang., "An improved iron loss estimation for permanent magnet brushless machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 14, no. 4, pp. 1391-1395, 1999.
- [77] Li, Jieli, Tarek Abdallah and Charles R. Sullivan, "Improved calculation of core loss with nonsinusoidal waveforms," *Thirty-Sixth IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2001 IEEE*, vol. 4, 2001.
- [78] Parviainen, Asko, "Design of axial-flux permanent-magnet low-speed machines and performance comparison between radial-flux and axial-flux machines," *Acta Universitatis Lappeenrantaensis*, 2005.
- [79] MI, Chunting, "MODELLING OF IRON LOSSES OF PERMANENT MAGNET SYNCHRONOUS MOTORS," PhD Thesis, University of Toronto.
- [80] Hwang, Chang-Chou and Y. H. Cho, "Effects of leakage flux on magnetic fields of interior permanent magnet synchronous motors," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 37, no. 4, pp. 3021-3024, 2001.
- [81] Tsai, Wen-Bin and Ting-Yu Chang. "Analysis of flux leakage in a brushless permanent-magnet motor with embedded magnets," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 1, pp. 543-547, 1999.
- [82] Zhu, L., Jiang, S. Z., Zhu, Z. Q. and Chan, C. C., "Analytical modeling of open-circuit air-gap field distributions in multisegment and multilayer interior permanent-magnet machines," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 45, no. 8, pp. 3121-3130, 2009.
- [83] J. K. Kim, S. W. Joo, S. C. Hahn, J. P. Hong, D. H. Kang and D. H. Koo, "Static characteristics of linear BLDC motor using equivalent magnetic circuit and finite element method," *IEEE Trans. Magn.*, vol. 40, no. 2, pp. 742-745, 2004.
- [84] K. Shima, K. Ide, M. Takahashi and K. Oka, "Steady-state magnetic circuit analysis of salient-pole synchronous machines considering cross-magnetization," *IEEE Trans. Energy Convers.*, vol. 18, no. 2, pp. 213-218, 2003.
- [85] P. H. Mellor, D. R. Roberts and D. Turner, "Lumped Parameter Thermal Model For Electrical Machines of TEFC Design," *IEE*, vol. 138, no. 5, 1991.

- [86] B. H. Lee, K. S. Kim, J. W. Jung, J. P. Hong and Y. K. Kim, "Temperature estimation of IPMSM using thermal equivalent circuit," *IEEE Trans. on Magn.*, vol. 48, no. 11, pp. 2949-2952, 2012.
- [87] Kim, K. S., Lee, B. H., Jung, J. W. and Hong, J. P., "Thermal Analysis of Water Cooled ISG Based on a Thermal Equivalent Circuit Network," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, vol. 9, no. 3, pp. 893-898, 2014.
- [88] A. Boglietti, "Determination of critical parameters in electrical machine thermal models," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 44, no. 4, pp. 1150-1159, 2008.
- [89] Boglietti, Aldo, "A simplified thermal model for variable-speed self-cooled industrial induction motor," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 39, no. 4, pp. 945-952, 2003.
- [90] Staton, David and Andrea Cavagnino, "Convection heat transfer and flow calculations suitable for electric machines thermal models," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 55, no. 10, pp. 3509-3516, 2008.
- [91] Gieras, Jacek F., Rong-Jie Wang and Maarten J. Kamper, "Axial flux permanent magnet brushless machines," vol. 1, NY: Springer, 2008.
- [92] 박찬배, "철손분포가 고려된 3 차원 열등가회로망을 이용한 영구자석 동기전동기의 열 특성 해석," 공학박사 학위논문, 한양대학교, 2013.
- [93] 도현민, "휴대폰 셀 생산 공정 적용을 위한 양팔 로봇 개발," *한국정밀공학회지*, vol. 30, no. 9, pp. 893-899, 2013.
- [94] 김영렬, 송재복, "7 자유도 인간형 로봇 팔의 직관적인 팔꿈치 위치 설정이 가능한 역기구학 알고리즘," *로봇학회 논문지*, vol. 6, no. 1, pp. 27-33, 2011.
- [95] Klanke, Stefan, "Dynamic path planning for a 7-dof robot arm," *Intelligent Robots and Systems, 2006 IEEE/RSJ International Conference on. IEEE*, 2006.
- [96] Siradjuddin, Indrazno, "A position based visual tracking system for a 7 DOF robot manipulator using a Kinect camera," *Neural Networks (IJCNN), The 2012 International Joint Conference on. IEEE*, 2012.
- [97] 광상엽, "차량 구동용 다층 매입형 영구자석 전동기의 특성 해석 및 설계," 공학박사 학위논문, 서울대학교, 2007.
- [98] Zhu, Z. Q., L. J. Wu and M. L. Mohd Jamil, "Influence of Pole and Slot Number Combinations on Cogging Torque in Permanent-Magnet Machines With Static and Rotating Eccentricities," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 5, pp. 3265-3277, 2014.
- [99] Sun, Tao, "Effect of pole and slot combination on noise and vibration in permanent magnet synchronous motor," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 47, no. 5, pp. 1038-1041, 2011.
- [100] Valavi, Mostafa, "Influence of pole and slot combinations on magnetic forces and vibration in low-speed PM wind generators," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 50, no. 5, pp. 1-11, 2014.
- [101] Zhu, Z. Q., Z. Azar and G. Ombach, "Influence of additional air gaps between stator segments on cogging torque of permanent-magnet machines having modular stators," *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 48, no. 6, pp. 2049-2055, 2012.

- [102] Aydin, Metin and Mehmet Gulec, "Reduction of cogging torque in double-rotor axial-flux permanent-magnet disk motors: A review of cost-effective magnet-skewing techniques with experimental verification," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 61, no. 9, pp. 5025-5034, 2014.
- [103] 정재훈, 조한욱, 최장영, 임영훈, 장석명, "회전자 영구자석 형상에 따른 외전형 BLDC 전동기의 특성비교 연구," *전기학회논문지*, 63(2), pp. 237-244, 2014.
- [104] Y. Liu, Z. Q. Zhu and David Howe, "Commutation-Torque-Ripple Minimization in Direct-Torque-Controlled PM Brushless DC Drives," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 43, no. 4, pp. 1012-1021, 2007.

## Abstract

# **Design of Surface-mounted Permanent Magnet Motor for Robot considering Dynamic Load Characteristics**

Jung-Moo Seo

Dept. of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

This paper presents specifications determining method of permanent magnet motor for robot joint module and design method for the motor in accordance with the determined specifications. By analyzing the problems of the existing research on the motor and gear selection for the robot system, the specifications determining method and performance indicators for an optimized motor to the system are proposed. The motor for the dual-arm robot is designed, manufactured, and tested through the improved design and analysis method, and the usefulness and feasibility of the proposed method are confirmed.

The load characteristics of the joint are deduced by dynamic analysis based on the operating conditions of the robot. The required torque for driving the load is calculated according to combination of the moment of inertia and gear ratio. The optimized moment of inertia, required torque, and gear ratio are determined considering the driving energy, the maximum load speed, and the characteristics of the commercial gears. In order to compare the performance of the motors that satisfy the determined moment of inertia and the output torque, performance indicators specialized to robots are proposed and the significance and importance of each indicator are presented.

The electromagnetic and thermal characteristics of the motors are analyzed using equivalent circuit models. The air gap flux density is calculated by constructing a magnetic equivalent circuit, and the effective overhang length and improved equivalent circuit model are proposed to consider an asymmetric overhang structure of the rotor effectively. The loss coefficient is calculated from the core loss data in the electric steel sheet and the improved iron loss calculation method is proposed considering additional eddy current loss due to a harmonics of the flux density and a detailed shape of motors. The thermal equivalent circuit is

constructed and the temperature of the coil and peripheral components are estimated from the heat loss and heat resistance of each part.

To verify the proposed design and analysis method, collaborative robot with seven degrees of freedom is presented. The load characteristics are obtained by dynamic analysis of the joint modules, and the design specification of the motor is determined. The characteristic analysis of the motor in accordance with the design variables is executed and final model is selected by the comparison of the proposed performance indicators. The validity of the proposed method is confirmed through the various tests on the manufactured motor and drive module.

Keywords: Multi-joint robot, Permanent magnet motor, Design specifications determination, Equivalent circuit model, Moment of inertia, Gear ratio

Student Number: 2011-30236